

(19) 世界知的所有権機関  
国際事務局(43) 国際公開日  
2003 年 3 月 6 日 (06.03.2003)

PCT

(10) 国際公開番号  
WO 03/019893 A1

(51) 国際特許分類: H04L 27/34, 27/18

(21) 国際出願番号: PCT/JP02/08450

(22) 国際出願日: 2002 年 8 月 22 日 (22.08.2002)

(25) 国際出願の言語: 日本語

(26) 国際公開の言語: 日本語

(30) 優先権データ:  
 特願2001-251940 2001 年 8 月 22 日 (22.08.2001) JP  
 特願2002-68831 2002 年 3 月 13 日 (13.03.2002) JP  
 特願2002-225203 2002 年 8 月 1 日 (01.08.2002) JP

(71) 出願人 (米国を除く全ての指定国について): 通信・放送機構 (TELECOMMUNICATIONS ADVANCEMENT ORGANIZATION OF JAPAN) [JP/JP]; 〒105-0014 東京都港区芝2-31-19 Tokyo (JP). 松下電器産業株式会社 (MATSUSHITA ELECTRIC INDUSTRIAL CO., LTD.) [JP/JP]; 〒571-8501 大阪府門真市

大字門真1006番地 Osaka (JP). 松下通信工業株式会社 (MATSUSHITA COMMUNICATION INDUSTRIAL CO., LTD.) [JP/JP]; 〒223-8639 神奈川県横浜市港北区綱島東4-3-1 Kanagawa (JP).

(72) 発明者; および  
 (75) 発明者/出願人 (米国についてののみ): 彦久保 恒雄 (HIKOKUBO, Tsuneo) [JP/JP]; 〒105-0014 東京都港区芝2-31-19 通信・放送機構内 Tokyo (JP). 安倍 克明 (ABE, Katsuaki) [JP/JP]; 〒215-0005 神奈川県川崎市麻生区千代ヶ丘8-21-13-F-201 Kanagawa (JP). 村上 豊 (MURAKAMI, Yutaka) [JP/JP]; 〒213-0034 神奈川県川崎市高津区上作延532-1-201 Kanagawa (JP). 高林 真一郎 (TAKABAYASHI, Shinichiro) [JP/JP]; 〒216-0015 神奈川県川崎市宮前区菅生3-33-17-216 Kanagawa (JP).

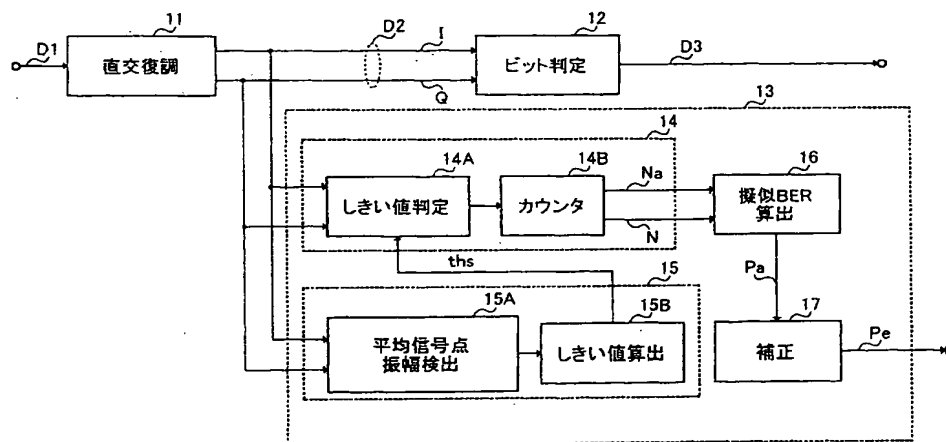
(74) 代理人: 鷺田 公一 (WASHIDA, Kimihito); 〒206-0034 東京都多摩市鶴牧1丁目24-1 新都市センタービル 5 階 Tokyo (JP).

[続葉有]

(54) Title: COMMUNICATION QUALITY ESTIMATION METHOD, COMMUNICATION QUALITY ESTIMATION APPARATUS, AND COMMUNICATION SYSTEM

(54) 発明の名称: 通信品質推定方法、通信品質推定装置及び通信システム

10 ビット誤り率算出装置



10...BIT ERROR RATIO CALCULATION APPARATUS

11...ORTHOGONAL DEMODULATION

12...BIT JUDGMENT

14A...THRESHOLD VALUE JUDGMENT

14B...COUNTER

16...PSEUDO-BER CALCULATION

15A...AVERAGE SIGNAL POINT AMPLITUDE DETECTION

15B...THRESHOLD VALUE CALCULATION

17...CORRECTION

(57) Abstract: An average signal point amplitude detection unit (15A) calculates an average position of an I component and Q component when a received QPSK modulation signal is demodulated. A threshold value calculation unit (15B) calculates a threshold value ths on the IQ plain according to the average signal point position of the received QPSK

[続葉有]



(81) 指定国 (国内): AE, AG, AL, AM, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BY, BZ, CA, CH, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DZ, EC, EE, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, HR, HU, ID, IL, IN, IS, KE, KG, KP, KR, KZ, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, MA, MD, MG, MK, MN, MW, MX, MZ, NO, NZ, OM, PH, PL, PT, RO, RU, SD, SE, SG, SI, SK, SL, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VN, YU, ZA, ZM, ZW.

特許 (AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE, SK, TR), OAPI 特許 (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

添付公開書類:  
— 国際調査報告書

(84) 指定国 (広域): ARIPO 特許 (GH, GM, KE, LS, MW, MZ, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), ユーラシア特許 (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), ヨーロッパ

2文字コード及び他の略語については、定期発行される各PCTガゼットの巻頭に掲載されている「コードと略語のガイダンスノート」を参照。

modulation signal and a theoretical position of a signal point of a hexadecimal QAM signal on the IQ plain. By using this threshold value  $t_{hs}$ , a threshold value judgment unit (14A) performs the threshold value judgment of the I component and the Q component of QPSK modulation signal successively received, thereby calculating a pseudo-bit error rate of the hexadecimal QAM signal.

(57) 要約:

平均信号点振幅検出部 15Aにおいて、受信したQPSK変調信号を復調したときのI成分及びQ成分の平均位置を求め、しきい値算出部 15Bにおいて、受信QPSK変調信号の平均信号点位置と16値QAM信号の信号点の理論上のIQ平面上での分布位置とに基づいて、IQ平面上でのしきい値  $t_{hs}$  を求める。そしてしきい値判定部 14Aにおいて、このしきい値  $t_{hs}$  を使って、順次受信するQPSK変調信号のI成分、Q成分をしきい値判定することで16値QAM信号の擬似的なビット誤り率を求める。

## 明 細 書

## 通信品質推定方法、通信品質推定装置及び通信システム

## 5 技術分野

本発明は、通信品質推定方法、通信品質推定装置及び通信システムに関し、例えば適応変調方式を用いた無線通信システムに適用して好適なものである。

## 背景技術

- 10 従来、無線通信システムでは、高品質かつ高効率に通信を行うために様々なシステム制御が行われる。例えば送信電力制御、通信チャネル制御、セルの切り替え制御等の制御が行われ、これにより通信品質が向上し、省電力化も進んでいる。

- また近年では、無線通信リンクの通信品質に応じて適応的に変調方式や符号化方式を切り替える適応通信方式の検討も進んでいる。例えば、笹岡秀一編著「移動通信」（オーム社、P.103～126）に適応通信方式の一例である適応変調を用いた通信方式が開示されている。変調方式や符号化方式切り替えの判断材料としては、通信リンクにおける通信品質を測定して用いることが多い。
- 15

- 通信品質を示す指標としては、受信ビット誤り率（BER (Bit Error Rate)）、受信電力や受信電力対雑音比（CNR (Carrier to Noise Ratio)）等が用いられることが多い。このうち、ビット誤り率を推定して通信品質を示す指標として用いる方法としては、例えば送信データ系列内に擬似ランダム符号のような既知データ系列を挿入しておき、受信したデータ系列とこの既知データ系列とを比較し、異なっている個数をカウントすることにより、ビット誤り率を求める方法がある。
- 20
- 25

また送信データ系列に誤り訂正符号化を施しておき、受信時に誤り訂正復号化した後再度符号化し、この再符号化データ列と受信信号系列とを比較し、異

なっている個数をカウントして求める方法もある。さらには、例えば特開平8-102727号公報で開示されているように、信号点ベクトルの分散値を求め、この分散値からビット誤り率を求める方法も知られている。

以下、図1を参照して、従来の通信品質を測定する装置の一例として、ビット誤り率算出装置1の構成を説明する。この従来のビット誤り率算出装置1が  
5 用いられる通信システムでは、送信バースト内の所定の区間に、予め決められたデータ系列が挿入されて送信されているものとする。例えばバースト内の中央部に擬似ランダム符号の特定系列が挿入されているものとする。直交復調部2では、受信信号に対して直交復調及び同期処理を行い、受信シンボル毎の直  
10 交I Qベクトル列を出力する。

ビット判定部3では、入力される直交I Qベクトル列を用いてビット判定を行い、その結果得られた受信データを出力する。既知データ区間抽出部4では、入力される受信データ列から上記バースト内に挿入されている既知データ系列の区間のデータを抽出して出力する。

15 ビット誤り率算出部6では、既知データ区間抽出部4において抽出されたデータ系列と、既知データ記憶部5に記憶されているデータ系列との比較を行う。受信したデータに誤りが生じていると、生じている個所の比較結果が異なることになる。従って比較結果が異なるビット数を所定時間にわたってカウントし、比較総数との比を求めることにより、受信信号のビット誤り率を統計的に算出  
20 することができる。

ところが、ビット誤り率が低い状況の場合に、統計的に信頼性のあるビット誤り率を算出するためには、十分なビット比較の総数が必要となる。この結果、ビット誤り率を算出するために長い時間が必要となる。

例えば前述の適応通信方式の一例として、QPSK変調方式と16値QAM  
25 の2つの変調方式を通信リンクの通信品質に応じて適応的に切り替えるシステムを想定する。QPSKと16値QAMでは、変調時の信号点間距離が異なるため、その受信性能が図2に示すように異なり、一般的に同じ受信電力で受

信した場合にはQPSKの方がビット誤り率が低いことが知られている。

これら2つの変調方式を切り替えるための判断材料として、図1のようなビット誤り率算出装置1によるビット誤り率算出結果を用い、ビット誤り率が $1.0 \times 10^{-3}$ を上回らないように変調方式を切替制御することを想定する。まず16値QAMからQPSKへ変調方式を切り替える場合には、16値QAM受信時のBER推定結果を監視しておき、このビット誤り率が許容値（例えば $5.0 \times 10^{-4}$ ）を超えた場合に、QPSKへ変調方式を切り替えるように制御すればよい。

ところで、QPSKから16値QAMへ切り替える場合も同様に、QPSKの通信時に切り替えの判断をする必要がある。例えば、QPSKの受信時に搬送波電力対雑音電力比（CNR）が17dBを越えた場合、図2における16値QAMのビット誤り率も $1.0 \times 10^{-3}$ を下回ることになるので、16値QAMへの切り替えを判断する。

図3は、搬送波電力対雑音電力比が17dBの状況下でQPSKを受信復調した場合に得られる各受信シンボル毎の直交IQベクトル列の分布特性の一例である。雑音の影響により信号点の位置が分散してはいるが、I、Q軸を超えるような分散はほとんど生じないため、QPSKでのビット誤りは $1.0 \times 10^{-6}$ 以下の頻度でしか生じない。QPSKにおいて $1.0 \times 10^{-6}$ というような低い値のビット誤り率を確認するためには膨大な受信ビットサンプル数及び時間を要してしまうため、現実的ではない。

このように、例えばQPSKのようにビット誤り率が比較的低い変調方式から、16値QAMのようにそれよりもビット誤り率の高い変調方式に変調方式を切り替える場合、切り替えによる伝送誤りを増やすことなくかつ迅速な切り替えを行うことが困難な問題がある。

25

#### 発明の開示

本発明の目的は、ビット誤り率が低い変調方式の伝送信号に基づいて、ビッ

ト誤り率が高い変調方式の信号を伝送した場合の通信品質を迅速かつ的確に求めることができる通信品質推定方法及び通信品質推定装置を提供することである。また本発明の目的は、通信品質に応じて、ビット誤り率が低い変調方式からビット誤り率の高い変調方式に変調方式を切り替えるシステムにおいて、適切な変調方式の切替えを行うことができる通信システムを提供することである。

この目的は、受信しているビット誤り率の低いデジタル変調信号の信号点位置に基づいて、同一の伝送経路をビット誤り率の高いデジタル変調信号が伝送された場合のビット誤り率やビット誤りを擬似的に推定することにより達成される。

#### 図面の簡単な説明

- 図1は、従来のビット誤り率算出装置の構成を示すブロック図；
- 図2は、16値QAM及び64値QAMのビット誤り率を示す特性曲線図；
- 15 図3は、QPSK変調信号のIQ平面上での分布状態を示す図；
- 図4は、本発明の実施の形態1におけるビット誤り率算出装置の構成を示すブロック図；
- 図5は、QPSK信号受信時の直交IQベクトルの分布を示す図；
- 図6は、同一電力のQPSK信号と16値QAM信号の信号点配置を示す
- 20 図；
- 図7は、実施の形態1でのQPSK信号に対するしきい値の設定例を示す図；
- 図8は、実施の形態1のビット誤り率算出装置の動作の説明に供するフローチャート；
- 25 図9は、実施の形態1、2で求めた16値QAM及び64値QAMの擬似的ビット誤り率と実際に同期検波による受信で得られたビット誤り率とを示す特性曲線図；

図 10 は、実施の形態 2 のビット誤り率算出装置の構成を示すブロック図；

図 11 は、同一電力の QPSK 信号と 16 値 QAM 信号の信号点配置を示す図；

図 12 は、実施の形態 2 での QPSK 信号に対するしきい値の設定例を示す

5 図；

図 13 は、実施の形態 3 の通信システムの構成を示すブロック図；

図 14 は、実施の形態 4 の通信システムの構成を示すブロック図；

図 15 は、実施の形態 5 の通信システムの構成を示すブロック図；

図 16 は、実施の形態 5 の疑似誤り検出器の構成を示すブロック図；

10 図 17 は、実施の形態 6 の通信システムの構成を示すブロック図；

図 18 は、実施の形態 6 の疑似誤り検出器の構成を示すブロック図；

図 19 は、他の実施の形態の疑似誤り検出器の構成を示すブロック図；

図 20 は、16 値 QAM 変調方式と 64 値 QAM 変調方式の信号点配置の一例を示す図；

15 図 21 は、16 値 QAM 信号から 64 値 QAM 信号の擬似的誤りを検出するためのしきい値の説明に供する図；

図 22 は、他の実施の形態によるしきい値設定の説明に供する図；

及び

図 23 は、他の実施の形態によるしきい値設定の説明に供する図である。

20

発明を実施するための最良の形態

以下、本発明の実施形態について、添付図面を参照して詳細に説明する。

(実施の形態 1)

図 4 において、10 は全体として実施の形態 1 におけるビット誤り率算出装置を示し、直交復調部 11 に QPSK 変調信号 D1 を入力する。直交復調部 11 は QPSK 信号 D1 に対して直交復調処理、シンボル同期処理及び必要に応じて周波数や振幅、歪み等についての補正処理を施すことにより、各シンボル

25

を直交 I Q ベクトル (I Q 平面上で I 成分、Q 成分をもったベクトル) 信号 D 2 として出力する。ビット判定部 1 2 は各受信シンボルの直交 I Q ベクトル信号 D 2 に対して、その受信シンボルが I Q 平面上のどの位置にあるかを検出することによりビット判定を行い、判定したビットデータ列 D 3 を出力する。

- 5     またビット誤り率算出装置 1 0 は直交 I Q ベクトル信号 D 2 をビット誤り率推定部 1 3 に送出する。ビット誤り率推定部 1 3 は、受信した Q P S K 変調信号 D 1 の直交 I Q ベクトル列から、擬似的に 1 6 値 Q A M 信号を受信した場合のビット誤り率を推定するようになされている。ビット誤り率推定部 1 3 は直交 I Q ベクトル信号 D 2 をしきい値判定誤りカウント部 1 4 のしきい値判定部 1 4 A に送出すると共にしきい値算出部 1 5 の平均信号点振幅検出部 1 5 A に送出する。

- しきい値判定誤りカウント部 1 4 は、Q P S K 変調信号の直交 I Q ベクトルの各成分の振幅値をしきい値判定することにより、擬似的に 1 6 値 Q A M 信号における振幅ビットの誤り判定を行い、所定時間内のしきい値判定誤り数 N a  
15   としきい値判定総数 N を出力する。しきい値算出部 1 5 は、直交 I Q ベクトル列からしきい値判定の際に用いるしきい値  $t_{hs}$  を算出する。

- しきい値算出部 1 5 は、直交 I Q ベクトル信号 D 2 を平均信号点振幅検出部 1 5 A に入力し、続くしきい値算出部 1 5 B により平均信号点振幅に応じたしきい値を算出する。平均信号点振幅検出部 1 5 A は順次入力される I Q ベクトルの I Q 平面上での平均振幅を検出する。因みに、ここでの平均振幅とは、I  
20   Q 平面上での I Q ベクトルの長さではなく、I 軸からの距離及び Q 軸からの距離を意味するものとする。

- 具体的に説明すると、直交 I Q ベクトル信号 D 2 のベクトル列を I Q 平面上にプロットすると、例えば図 5 のようになる。図 5 は、搬送波電力対雑音電力  
25   比が 1 7 d B の状況下で Q P S K 変調信号を受信復調した際に得られる直交 I Q ベクトル列の一例である。平均信号点振幅検出部 1 5 A は、図 5 に示すに示すような、I Q ベクトルの Q 軸からの平均距離 a (I 軸からの平均距離も同



様となる)を検出する。

しきい値算出部15Bは、現在のQPSK変調信号の受信電力と同電力で16値QAM信号を受信した場合における16値QAM信号のIQ平面上での理論上の信号点の分布状態と、平均信号点振幅検出部15Aで検出した平均信号点振幅 $a$ とに基づいて、16値QAM信号に対する擬似的なしきい値を算出する。

具体的に説明すると、QPSK変調信号の4つの平均信号点ベクトルは $(\pm a, \pm a)$ と表すことができる。このQPSK変調信号と同一電力の16値QAM信号を受信する場合、16値QAM信号の信号振幅のI、Q成分は、図6に示すように、 $\pm a/\sqrt{5}$ 、 $\pm 3a/\sqrt{5}$ の4通りの値をとることになる。一般的にグレイ符号化されている16値QAMでは、受信信号の各シンボル毎の直交IQベクトルのI、Q成分それぞれの符号の正負を判定することにより、1シンボルを表す4ビット中の2ビット分が判定され、振幅の大小を判定することにより残りの2ビット分が判定される。このうち、振幅判定の際のしきい値は、図6の点線で示すように、 $I = \pm 2a/\sqrt{5}$ 、 $Q = \pm 2a/\sqrt{5}$ となり、16値QAM信号におけるそれぞれの信号点からI軸、Q軸ともにそれぞれ $a/\sqrt{5}$ の距離に設定されることになる。

これを考慮して、しきい値算出部15Bは、QPSK変調信号の4つの平均信号点ベクトル $(\pm a, \pm a)$ から $a/\sqrt{5}$ の距離にしきい値を設定する。つまり、図7に示すように、I、Q各成分のしきい値 $ths\_i = \pm (1 - 1/\sqrt{5})a$ 、 $ths\_q = \pm (1 - 1/\sqrt{5})a$ をしきい値として算出する。これらのしきい値は、しきい値判定誤りカウント部14のしきい値判定部14Aに送出される。

しきい値判定部14Aは、直交IQベクトル信号D2及びしきい値 $ths$ を入力し、順次入力される直交IQベクトルに対してしきい値 $ths$ に基づくしきい値判定処理を行う。實際上、しきい値判定部14Aは、受信シンボルの直交IQベクトルのI、Q各成分がしきい値 $ths\_i$ 、 $ths\_q$ を下回って

いる場合、すなわち図 6 の網掛け領域内に存在している場合に、16 値 QAM 信号において振幅判定ビット誤りが生じるものと擬似的に判定する。カウンタ 14 B はその誤り判定数  $N_a$  及び判定総数  $N$  をカウントする。

つまり、しきい値判定部 14 A は、順次入力される各受信シンボルのベクトル  $r_x = (r_i, r_q)$  に対し、以下の (1) 式を満たしている場合にカウンタ 14 B の誤り判定数  $N_a$  をインクリメントし、(2) 式を満たしている場合にさらにインクリメントする。この処理を所定の期間にわたって行う。

$$-th s\_i < r_i < th s\_i \quad \dots\dots\dots (1)$$

$$-th s\_q < r_q < th s\_q \quad \dots\dots\dots (2)$$

10 擬似 BER 算出部 16 は、誤り判定数  $N_a$  及び判定総数  $N$  を用いて、16 値 QAM 信号を受信した場合における振幅判定ビットの誤り率  $P_a$  を擬似的に以下の (3) 式に示すように算出する。

$$P_a = N_a / N \quad \dots\dots\dots (3)$$

補正部 17 は、擬似 BER 算出部 16 で求めた振幅判定ビット誤り率  $P_a$  に対し統計に基づく補正処理を行うことにより、実的なビット誤り率  $P_e$  を求める。つまり、16 値 QAM における振幅判定ビット誤り率  $P_a$  と符号判定ビットのビット誤り率  $P_s$ 、さらに全体的なビット誤り率  $P_e$  との関係は、統計的に以下の (4) 式、(5) 式で表せることが知られている。(例えば齊藤洋一著「デジタル無線通信の変復調」)

$$20 \quad P_s = (1/2) \times P_a \quad \dots\dots\dots (4)$$

$$\begin{aligned} P_e &= (P_a + P_s) / 2 \\ &= (3/4) \times P_a \quad \dots\dots\dots (5) \end{aligned}$$

したがって、(3) 式と (5) 式を用いることにより、以下の (6) 式のように 16 値 QAM 信号を受信した場合の擬似的ビット誤り率  $P_e$  が算出され、これが補正部 17 から出力される。

$$25 \quad P_e = (3/4) \times N_a / N \quad \dots\dots\dots (6)$$

以上の構成において、ビット誤り率算出装置 10 は、図 8 に示すような動作

に従って、受信したQPSK変調信号から、もしも16値QAM信号を受信した場合に生じるであろう擬似的なビット誤り率 $P_e$ を算出する。

ビット誤り率算出装置10は、ステップST0でビット誤り率算出処理を開始すると、ステップST1において、受信したQPSK変調信号D1を直交復調することによりQPSK変調信号D1のI、Q成分を求める。

続くステップST2では、QPSK変調信号の複数シンボル分の平均信号点振幅 $a$ を求め、ステップST3において、平均信号点振幅 $a$ と、同一電力で受信された場合の16値QAM信号受信時の理論上の分布状態(図6)とに基づいて、IQ平面上での16値QAM信号に対するしきい値 $ths\_i$ 、 $ths\_q$ を算出する。

次にビット誤り率算出装置10は、ステップST4及びステップST6において、順次受信されるQPSK変調信号の各シンボルのI成分及びQ成分に対してしきい値判定処理を行う。すなわちステップST4において、QPSK復調信号のI成分 $r_i$ が $-ths\_i$ より大きく $ths\_i$ より小さいか否かを判断し、肯定結果が得られた場合にはステップST5に移ってカウンタ14Bの誤り判定数 $N_a$ をインクリメントし、否定結果が得られた場合にはステップST6に移る。

ステップST6では、QPSK復調信号のQ成分 $r_q$ が $-ths\_q$ より大きく $ths\_q$ より小さいか否かを判断し、肯定結果が得られた場合にはステップST7に移ってカウンタ14Bの誤り判定数 $N_a$ をインクリメントし、否定結果が得られた場合にはステップST8に移る。このようにビット誤り率算出装置10は、QPSK復調信号のI成分とQ成分の両方が、図7に示す網掛け領域内に含まれるときには誤り判定数 $N_a$ を2回インクリメントする。これによりビット誤り率算出装置10においては、ビット誤り率の可能性の非常に高い受信シンボルに対しては、その分を誤り判定数 $N_a$ に反映するようになされている。

ビット誤り率算出装置10はステップST8に移ると、ここでカウンタ14

Bの判定総数 $N$ をインクリメントし、ステップST9に移る。ステップST9では、ステップST4からステップST8での判定時間 $t$ を計算し、判定時間 $t$ が所定の設定時間 $T$ に満たない場合には、ステップST4に戻ってステップST4からステップST8までの処理を繰り返す。やがて判定時間 $t$ が設定時間 $T$ 以上になるとステップST9で肯定結果が得られ、ステップST10に移る。

ビット誤り率算出装置10はステップST10において、これまでの処理で求めた誤り判定数 $N_a$ 及び判定総数 $N$ を用いて16値QAM信号を受信した場合における振幅判定ビット誤り率 $P_a$ を算出する。次にビット誤り率算出装置10はステップS11において、振幅判定ビット誤り率 $P_a$ に対して統計的に基づく補正値を乗じることにより、16値QAM信号を受信した場合の擬似的なビット誤り率 $P_e$ を算出した後、ステップST12でビット誤り率算出処理動作を終了する。

かくしてビット誤り率算出装置10においては、受信したQPSK変調信号に基づいて、もしも16値QAM信号を受信した場合におけるビット誤り率を迅速かつ的確に求めることができる。

すなわち従来行われていた受信側でのQPSK復調信号のビット誤り率検出に基づく、送信側でのQPSK変調から16値QAM変調への切替えタイミングの判断は、QPSK復調信号のI成分及びQ成分がI軸及びQ軸を超えて隣の象限に移ったか否かを検出することでビット誤り率を検出し、ビット誤り率が所定値よりも低くなったときに、QPSK変調での送信から16値QAMでの送信に切り替えるようになっている。しかし、QPSK変調方式はビット誤り率の低い変調方式なので、通信品質がある程度高い状況下では、I成分及びQ成分がI軸及びQ軸を越えて隣の象限に移ることはほとんどない。この結果、16値QAMでの送信に適したビット誤り率になったか否かの判断に長時間を要する欠点がある。

これに対して、ビット誤り率算出装置10では、QPSK復調信号のI成分

及びQ成分がI軸及びQ軸を越えたか否かでビット誤り率を算出するのではなく、16値QAM信号のIQ平面上での分布位置とビット誤りが生じる場合の振幅とを考慮した新たなしきい値  $th\_s\_i$ 、 $th\_s\_q$  を求め、このしきい値  $th\_s\_i$ 、 $th\_s\_q$  により順次受信されるQPSK変調信号のI成分、

5 Q成分をしきい値判定することで16値QAM信号の擬似的ビット誤り率を求めるようにしたことにより、16値QAMでの送信に適したビット誤り率になったか否かを迅速かつ的確に求めることができる。

このようにしてQPSK変調信号の復調I成分、Q成分から16値QAM信号の擬似的なビット誤り率  $P_e$  を算出した結果をプロットすると、図9の○印

10 に示す特性となり、実際に同じ受信電力環境下で16値QAM信号を受信した場合の受信ビット誤り率特性（点線）とほぼ一致することが確認できる。

かくして以上の構成によれば、受信したQPSK変調信号を復調したときのI成分及びQ成分の平均位置と、16値QAM信号の理論上のIQ平面上での分布位置とに基づいて、IQ平面上でのしきい値  $th\_s\_i$ 、 $th\_s\_q$  を求め、このしきい値  $th\_s\_i$ 、 $th\_s\_q$  を使って、順次受信すQPSK変調

15 信号のI成分、Q成分をしきい値判定することで16値QAM信号の擬似的なビット誤り率を求めるようにしたことにより、同一伝送路をQPSK変調信号に替えて16値QAM信号を送信した場合のビット誤り率を迅速かつ的確に求めることができる。

20 この結果、送信側でQPSK変調方式から16値QAM変調方式に変調方式を切り替える場合、切り替えによる伝送誤りを増やすことなくかつ迅速な切り替えを行うことができるようになる。

#### （実施の形態2）

この実施の形態では、QPSK変調信号の受信時に、同じ受信電力の状況下

25 で64値QAM信号を受信した場合のビット誤り率を擬似的に算出する方法について説明する。図4との対応部分に同一符号を付して示す図10は、実施の形態2のビット誤り率算出装置20の構成を示す。

ビット誤り率算出装置 20 は、ビット誤り率推定部 23 において、受信した QPSK 変調信号 D1 の直交 IQ ベクトル列から擬似的に 64 値 QAM 信号を受信した場合のビット誤り率を推定するようになされている。この際、しきい値算出部 25 の平均信号点検出部 25A は順次入力される IQ ベクトルの

5    IQ 平面上での平均振幅を検出する。しきい値算出部 25B は、現在の QPSK 変調信号の受信電力と同一受信電力で 64 値 QAM 信号を受信した場合における 64 値 QAM 信号の IQ 平面上での理論上の分布状態と、平均信号点振幅検出部 25A で検出した平均信号点振幅  $a$  とに基づいて、64 値 QAM 信号に対する擬似的なしきい値  $t_{hs}$  を算出する。

10    しきい値判定誤りカウント部 24 は、順次入力される QPSK 変調信号の直交 IQ ベクトルの各成分の振幅値を、しきい値  $t_{hs}$  を用いてしきい値判定することにより擬似的に 64 値 QAM 信号における振幅ビットの誤り判定を行い、所定時間内のしきい値判定誤り数  $N_a$  としきい値判定総数  $N$  を出力する。

擬似 BER 算出部 26 は誤り判定数  $N_a$  及び判定総数  $N$  を用いて、64 値 Q

15    AM 信号を受信した場合における振幅判定ビットの誤り率  $P_a$  を求める。補正部 27 は、擬似 BER 算出部 26 で求めた振幅判定ビット誤り率  $P_a$  に対し統計に基づく補正処理を行うことにより、実際のビット誤り率  $P_e$  を求める。

ビット誤り率推定部 23 の処理を具体的に説明する。ここで実施の形態 1 と同様に、QPSK 変調信号の 4 つの平均信号点ベクトルを  $(\pm a, \pm a)$  と表

20    すこととし、この QPSK 信号と同一電力の 64 値 QAM 信号を受信する場合を想定する。この場合、64 値 QAM 信号の信号振幅の I、Q 成分は、図 11 に示すように、 $\pm a/\sqrt{2}$ ,  $\pm 3a/\sqrt{2}$ ,  $\pm 5a/\sqrt{2}$ ,  $\pm 7a/\sqrt{2}$  の 8 通りの値をとることになる。従って、各々の信号点を識別するためのしきい値は、図 11 の点線で示すように、それぞれの信号点から  $a/\sqrt{2}$  の

25    距離に設定する。

また、一般的にグレイ符号化されている 64 値 QAM では、1 シンボルを表す 6 ビットのデータ内容に応じて信号点が 64 通りに配置されるが、6 ビット

それぞれのビットに対応する複数の信号点間の平均距離は3通りに分けられ、これに応じて、各々のビット毎のビット誤り率も3通りに分けることができる。この3通りのビット誤り率をそれぞれ $P_{e1}$ ,  $P_{e2}$ ,  $P_{e3}$ と表すことにすると、これらの関係は、以下の(7)式に示すような関係になる。

$$5 \quad P_{e1} : P_{e2} : P_{e3} = 1 : 2 : 4 \quad \dots\dots\dots (7)$$

このうち、最も誤り率の大きい $P_{e3}$ は、64値QAMの各信号点においてしきい値を越えて隣りの信号点領域に入ってしまう振幅判定誤り率 $P_a$ と以下の(8)式の関係にある。

$$P_{e3} = (1/2) P_a \quad \dots\dots\dots (8)$$

- 10      そこで、しきい値算出部25Bによって、信号点( $\pm a$ ,  $\pm a$ )からI軸、Q軸それぞれの方向へ $a/\sqrt{2}$ の距離にしきい値を設定する。そしてしきい値判定部24Aは、順次受信されるQPSK変調信号の各受信シンボルのI, Q各成分がこのしきい値を超えた場合、すなわち図12の網掛け領域内に入った場合に、振幅判定誤りが生じていると擬似的に判定する。そしてカウンタ24Bがこの振幅判定誤り数 $N_a$ 及び判定総数 $N$ をカウントする。

擬似BER算出部26では、振幅判定誤り数 $N_a$ と判定総数 $N$ から、振幅判定誤り率 $P_a$ を以下の(9)式のように算出する。

$$P_a = N_a / N \quad \dots\dots\dots (9)$$

- 次に補正部17が64値QAMの全体的な受信ビット誤り率 $P_e$ を、(7)式、(8)式、(9)式に基づいて以下の(10)式のようにして算出する。

$$\begin{aligned} P_e &= (P_{e1} + P_{e2} + P_{e3}) / 3 \\ &= ((1/4) P_{e3} + (1/2) P_{e3} + P_{e3}) / 3 \\ &= (7/12) P_{e3} \\ &= (7/24) P_a \quad \dots\dots\dots (10) \end{aligned}$$

- 25      このようにしてQPSK変調信号の復調I成分、Q成分から64値QAM信号の擬似的なビット誤り率 $P_e$ を算出した結果をプロットすると、図9の△印に示す特性となり、実際に同じ受信電力環境下で64値QAM信号を受信した

場合の受信ビット誤り率特性（一点鎖線）とほぼ一致することが確認できる。

かくして以上の構成によれば、受信したQPSK変調信号を復調したときのI成分及びQ成分の平均位置と、64値QAM信号の理論上のIQ平面上での分布位置とに基づいて、IQ平面上でのしきい値を求め、このしきい値を使って、順次受信されるQPSK変調信号のI成分、Q成分をしきい値判定すること  
5      とで64値QAM信号の擬似的なビット誤り率を求めるようにしたことにより、同一伝送路をQPSK変調信号に替えて64値QAM信号を送信した場合のビット誤り率を迅速かつ正確に求めることができる。

この結果、送信側でQPSK変調方式から64値QAM変調方式に変調方式  
10     を切り替える場合、切り替えによる伝送誤りを増やすことなくかつ迅速な切り替えを行うことができるようになる。

（実施の形態3）

図13は実施の形態3における通信システム100の構成を示し、送受信局A200と送受信局B300との間で、時分割複信（TDD）方式により同一  
15     の周波数チャネルで双方向の無線通信を行うようになっている。この実施の形態の場合、送受信局A200は無線基地局を表し、送受信局B300は移動端末を表すものとする。従って、送受信局A200から送受信局B300への通信リンクはダウンリンク（下り回線）、逆方向の通信リンクはアップリンク（上り回線）となる。

20     通信システム100は、ダウンリンクでは通信リンクの品質に応じて適応的に変調方式を切り替えると共に、アップリンクでは通信品質によらず固定の変調方式で通信するようになっている。これにより通信システム100では、ダウンリンクの通信伝送容量を増大させることができるようになっている。

送受信局A200は実施の形態1で上述したビット誤り率算出装置10を  
25     有する。送受信局A200は受信部201でQPSK変調信号を受信すると、この信号に対してダウンコンバート処理や信号レベル調整処理等を施した後、ビット誤り率算出装置10に送出する。



ビット誤り率算出装置10は、上述したように受信したQPSK変調信号D1から16値QAM信号の擬似的なビット誤り率を推定し、推定したビット誤り率 $P_e$ を適応変調制御部202に送出する。適応変調制御部202は推定ビット誤り率 $P_e$ に基づき、ダウンリンク送信に用いる変調方式を切り替えるための切替制御信号S1を形成し、これを適応変調送信部203に送出する。

實際上、適応変調制御部202は、推定ビット誤り率 $P_e$ が所定値よりも小さいときには、変調方式を16値QAM変調方式に切り替えることを指示する切替制御信号S1を出力すると共に、推定ビット誤り率 $P_e$ が所定値よりも大きいときには、変調方式をQPSK変調方式に切り替えることを指示する切替制御信号S1を出力する。

適応変調送信部203は、QPSK変調処理又は16値QAM変調処理のどちらかを選択的に行うことができる構成となっており、切替制御信号S1に応じて適応的に変調方式を切り替える。この実施の形態の場合、QPSKと16値QAMとをバースト単位で切り替えながら変調送信するようになっている。

送受信局B300の適応復調受信部301は、送受信局A200から送信されたQPSK変調信号又は16値QAM信号を適応的に受信復調する。このため適応復調受信部301では、受信した信号がQPSK変調信号であるか、又は16値QAM信号なのかを識別する必要がある。そこでこの実施の形態では、適応変調送信部203において予め送信バースト内に変調方式識別用のシンボルを挿入しておき、適応復調受信部301においてこのシンボルに基づいて復調方式を切り替えるようになっている。

変調送信部302はQPSK変調方式によりアップリンクの送信信号を形成する。なおこの実施の形態の場合、ダウンリンクとアップリンクでは、同一の送信電力で送信するようになっている。

以上の構成において、通信システム100は、ダウンリンク送信において通信品質に応じてQPSK変調と16値QAM変調を適応的に切り替える。その際、通信システム100は、アップリンクの通信品質に基づいてダウンリンク

の通信品質を把握し、その状況に応じて変調方式を切り替える。

- つまり、通信システム100では、TDD方式によりダウンリンクとアップリンクの周波数チャネルを同一としているため、アップリンクとダウンリンクの通信品質はほぼ同一と考えてよい。このため通信システム100においては、
- 5 送受信局A200において、アップリンク信号の受信品質を測定し、これを等価的にダウンリンクの通信品質として推定する。

さらに通信システム100では、アップリンクの通信品質を測定するにあたって、ビット誤り率算出装置10によって、受信したQPSK変調信号から16値QAM信号の擬似的なビット誤り率 $P_e$ を求める。

- 10 これにより、同一伝送路をQPSK変調信号に替えて16値QAM信号を送信した場合のビット誤り率を迅速かつ正確に求めることができる。この結果、通信システム100においては、QPSK変調方式と16値QAM変調方式とで変調方式を切り替える場合に、切替えによる伝送誤りを増やすことなくかつ迅速な切替えを行うことができることにより、通信品質を高品質に維持した状態
- 15 態で通信容量を増大させることができる。

- かくして以上の構成によれば、ビット誤り率算出装置10を設け、ビット誤り率算出装置10によって受信したQPSK変調信号から16値QAM信号の擬似的なビット誤り率 $P_e$ を求め、当該ビット誤り率 $P_e$ に応じて適応的に変調方式を切替えるようにしたことにより、通信品質が良く、通信容量の増大
- 20 した通信システム100を実現できる。

- また時分割複信（TDD）方式の通信システム100において、擬似的ビット誤り率 $P_e$ に基づく変調方式の切替え処理をしたことにより、送信環境と通信品質が同じ受信環境で擬似的ビット誤り率 $P_e$ を求めることができるので、一段と伝送路環境に適合した変調方式の切替え処理を行うことができ、一段と
- 25 通信品質を向上し得る。

（実施の形態4）

図14は実施の形態4における通信システム400の構成を示し、送受信局

A 5 0 0 と送受信局 B 6 0 0 との間で、周波数分割複信 (FDD) 方式により異なる周波数チャネルによる双方向の無線通信を行うようになっている。この実施の形態の場合、送受信局 A 5 0 0 は無線基地局を表し、送受信局 B 6 0 0 は移動端末を表すものとする。従って、送受信局 A 5 0 0 から送受信局 B 6 0 0 への通信リンクはダウンリンク (下り回線)、逆方向の通信リンクはアップリンク (上り回線) となる。

通信システム 4 0 0 は、ダウンリンクでは通信リンクの品質に応じて適応的に変調方式を切り替えると共に、アップリンクでは通信品質によらず固定の変調方式で通信するようになっている。これにより通信システム 4 0 0 では、ダウンリンクの通信伝送容量を増大させることができるようになっている。

送受信局 B 6 0 0 は実施の形態 1 で上述したビット誤り率算出装置 1 0 を有する。送受信局 B 6 0 0 は、適応復調受信部 6 0 1 によって、受信した QPSK 変調信号又は 16 値 QAM 信号を復調する。この際、適応復調受信部 6 0 1 は、予め適応変調送信部 5 0 3 により送信バースト内に挿入された変調方式識別用のシンボルに基づいて復調方式を切り替えるようになっている。

適応復調受信部 6 0 1 は、受信信号が 16 値 QAM 信号であった場合には、復調信号をビット誤り率推定部 6 0 2 の 16 値 QAM ビット誤り率推定部 6 0 3 に送出する。これに対して、受信信号が QPSK 変調信号であった場合には、復調信号をビット誤り率算出装置 1 0 に送出する。

16 値 QAM ビット誤り率推定部 6 0 3 は、誤り訂正符号化処理が施され一旦適応復調受信部 6 0 1 により復号された受信信号を再度符号化し、この再度符号化したデータを受信符号化系列と比較することによりビット誤り率  $R_e$  を推定する。そしてこれをビット誤り率報告値  $R_e$  として変調送信部 6 0 4 に送出する。

ビット誤り率算出装置 1 0 は、上述したように受信した QPSK 変調信号から 16 値 QAM 信号の擬似的なビット誤り率  $P_e$  を推定する。そしてこれを擬似的ビット誤り率報告値  $P_e$  として変調送信部 6 0 4 に送出する。

変調送信部 604 は例えば QPSK 変調によりアップリンク信号を変調し送信すると共に、ビット誤り率報告値  $R_e$ 、 $P_e$  を送信データ内に挿入して送信する。ビット誤り率報告値  $R_e$ 、 $P_e$  は、例えば送信バースト内の特定個所に挿入してもよく、また上位階層において送信データを構築する際に組み込むようにしてもよい。

送受信局 A 500 の受信復調部 501 は送受信局 B 600 からのアップリンク信号を受信復調して受信データを得る。その際受信復調部 501 は受信データ内のビット誤り率報告値  $R_e$ 、 $P_e$  を抽出して適応変調制御部 502 に送出する。

- 10 適応変調制御部 502 は、ビット誤り率報告値  $R_e$ 、 $P_e$  に基づき、ダウンリンク送信に用いる変調方式を切り替えるための切替制御信号  $S_2$  を出力する。實際上、適応変調制御部 502 では、ビット誤り率報告値  $R_e$ 、 $P_e$  が所定の値よりも小さい場合には 16 値 QAM 変調方式を選択指示する切替制御信号  $S_2$  を出力する。これに対してビット誤り率報告値  $R_e$ 、 $P_e$  が所定の値
- 15 よりも大きい場合には QPSK 変調方式を選択指示する切替制御信号  $S_2$  を出力する。適応変調送信部 503 は、この切替制御信号  $S_2$  に基づいて変調方式を切り替えて変調を行って送信する。

- ここで一般に、16 値 QAM 信号のビット誤り率を求め、その値が所定値よりも大きくなったときに 16 値 QAM 変調から QPSK 変調に変調方式に切り替えることは比較的容易である。何故なら、16 値 QAM 変調は QPSK 変調に対してビット誤り率が高い変調方式なので、ビット誤り率が所定値よりも高くなったことを検出して QPSK 変調に切り替えるという処理は、短時間で
- 20 行うことができるからである。

- これに対して、QPSK 変調信号のビット誤り率を求め、その値が所定値よりも小さくなったときに QPSK 変調から 16 値 QAM 変調に変調方式を切り替えることは、上述したように長時間を要する処理となってしまう。これを考慮して、通信システム 400 ではビット誤り率算出装置 10 を設けることに
- 25

より、QPSK変調から16値QAM変調への変調方式の切り替えを迅速に行うことができるようになされている。

かくして以上の構成によれば、適応変調送信を行う送受信局A500と通信する送受信局B600に16値QAMビット誤り率推定部603及びビット誤り率算出装置10を設け、ビット誤り率報告値 $R_e$ 、 $P_e$ を送受信局A500に送信するようにしたことにより、迅速かつ的確に適応変調処理を行うことができる通信システム400を実現し得る。

#### (実施の形態5)

この実施の形態では、本発明による通信品質推定方法を、自動再送要求 (ARQ: Automatic Repeat Request) を行う通信システムに適用することを提案する。

#### (1) 自動再送要求の説明

先ず、実施の形態の構成を説明する前に自動再送要求方式について説明する。自動再送要求方式は、受信側で受信したデータの誤りを検出する機能を設け、受信したデータに誤りの有無を示す送達確認信号 (ACK/NACK信号) を送信側へ返信し、この送達確認信号がNACK信号である場合、送信側でデータの再送信を行い、通信リンクの信頼性をより確実としている通信方式である。

この自動再送方式は、データ送信の逆方向の通信であるリターンリンクにおいて最低限送達確認信号のみを送信することにより、リターンリンクのトラフィックが非常に少なく済むので、データの送信方向の通信であるフォワードリンクに重点的にトラフィックを集中させる、いわゆる非対称なトラフィックの通信系に向いている。

ここでQPSKと16QAMの間で変調方式を適応的に切り替える適応通信方式を、ARQ方式が採用されている通信システムに適用する場合を想定する。アップリンク送信側において、ダウンリンクにおける通信品質の情報を送信するだけのトラフィック量が確保できない場合を想定し、ダウンリンク受信の際に、誤り検出を行った後直ちに送達確認信号の送出を求められているシス

テムを仮定する。

- ダウンリンク通信品質を表すパラメータとして、端末局から基地局への送達確認信号（ACK/NACK）の状況を用いることを考える。例えば16値QAMで通信を行っている場合、基地局においてこの送達確認信号の状況を監視し、過去数バースト分の到達確認信号において、NACKの頻度が所定の比率よりも大きくなった場合、ダウンリンクの通信品質が劣化したと判断し変調方式を相対的に誤り耐性の強いQPSKへ切り替えることができる。

- ところが逆にQPSKから16値QAMへの切り替えの判断を行う場合を考えると、QPSKは誤り耐性が強いいため、通信品質がある程度良好な状況下では、送達確認信号はACK（誤りが生じない）状態が数バースト分にわたり続く状況が起こり得る。このような状況下で16値QAMへ切り替えた場合に受信誤りが生じるか否かについては、QPSKについての送達確認信号では伺い知ることができない。

- このように、適応変調及び自動再送要求を行う一般的な通信システムにおいては、QPSKのようにビット誤り率が16値QAMより相対的に低い変調方式から、16値QAMのようにビット誤り率がQPSKより相対的に高い変調方式に切り替える場合、切り替える変調方式での適切な通信品質の情報を得ることができず、変調方式を切り替える適切な判断情報が得られない。

## （2）実施の形態5の構成、動作及び効果

- そこでこの実施の形態では、適応変調及び自動再送要求を行う通信システムに、本発明による通信品質推定方法を適用することを提案する。

- 図15に、実施の形態5の通信システム900の構成を示す。図15の通信システム900では、通信装置1000が基地局装置、通信装置1100が通信端末装置として、通信を行い、通信装置1000から通信装置1100に伝送する通信の変調方式を変更する例について説明する。以下、通信装置1000から通信装置1100への通信リンクをダウンリンク（下り回線）、逆方向の通信リンクはアップリンク（上り回線）として説明する。

- この実施の形態の通信システムでは、ダウンリンクにおいて、伝搬路環境の品質に応じて適応的に変調方式を切り替えることにより、ダウンリンクの通信伝送容量を増大させる構成となっている。この実施の形態では、一例として2種類の変調方式を適応的に切り替えることとし、それぞれの変調方式の平均信号転替距離 $D_a$ と $D_b$ の間には、 $D_a > D_b$ なる関係が成り立つものとする。
- 5 この場合、双方の変調帯域が同じであるとすれば、一般的には変調方式Bの方が変調方式Aよりも伝送速度が高速で、かつ所要 $C/N$ （同じビット誤り率を実現するために必要な $C/N$ 値）が大きい関係にある。以下では、具体的な例として変調方式AにQPSK、変調方式Bに16値QAMを想定する。
- 10 図15において、通信装置1000は、無線受信部1001と、適応変調制御器1002と、符号化器1003と、適応変調器1004と、無線送信部1005とから主に構成される。また、通信装置1100は、無線受信部1101と、復調器1102と、ビット判定部1103と、誤り検出部1104と、無線送信部1105とから主に構成される。また、誤り検出部1104は、疑似誤り検出器1106と、誤り検出器1107と、検出結果出力部1108と、
- 15 から主に構成される。

- ここで疑似誤り検出器1106は、実施の形態1のビット誤り率推定部13が現在通信に使用している変調方式より誤り耐性の低い変調方式で伝送した場合の擬似的なビット誤り率を推定したのに対して、ビット誤り率ではなくビット誤りを推定する点が異なることを除いて、実施の形態1のビット誤り率推定部13と同様の構成でなる。
- 20

- 疑似誤り検出器1106は、図16に示すように構成されている。すなわち、平均信号点振幅算出部1201が復調器1102（図15）から順次入力される直交IQベクトル情報を用いてIQ平面上での平均振幅を検出し、平均振幅をしきい値算出部1202に出力する。ここで、平均振幅とは、実施の形態1の場合と同様に、IQ平面上でのIQベクトルの長さではなく、I、Q各ベクトル成分、すなわちQ軸からの距離及びI軸からの距離を意味するものとする。
- 25

しきい値算出部1202は、現在通信に使用している変調方式より誤り耐性の低い変調方式で伝送した場合に信号が正しく受信できる信号点の位置の範囲を平均振幅から算出し、誤り判定部1204に出力する。

バッファ1203は、復調器1102から入力される直交IQベクトルの情報を一時記憶し、誤り判定部1204に出力する。

誤り判定部1204は、現在通信に使用している変調方式より誤り耐性の低い変調方式で伝送した場合に信号が正しく受信できる信号点の位置の範囲を、平均振幅から設定し、復調した受信信号のIQベクトルがこの範囲内にある場合、誤りが発生すると判断して、現在通信に使用している変調方式より誤り耐性の低い変調方式で伝送した場合の誤り判定を擬似的に行う。

具体的には、誤り判定部1204は、QPSK変調信号の直交IQベクトル情報のI、Q各成分の振幅値がしきい値の範囲内にあるかないかを判定することにより、擬似的に16値QAM信号における（振幅ビット）の誤り判定を行う。

この結果、図16のような構成により、実施の形態1で説明したビット誤り率推定部13と同様の効果を得ることができる。

再び、図15に戻ってこの実施の形態の通信システム900について説明する。無線受信部1001は、無線信号を受信し、無線信号を、増幅、周波数変替、及び復調し、得られた受信信号に含まれるACK信号またはNACK信号を適応変調制御器1002に出力する。ここで、ACK信号は、伝送したデータが正しく受信されたことを示す信号であり、NACK信号は、伝送したデータに誤りがあり、正しく受信できなかったことを示す信号である。例えば、無線受信部1001は通信装置1100から送信された16値QAMの送達確認信号（ACK信号またはNACK信号）を受信し、受信結果を適応変調制御器1002に出力する。

適応変調制御器1002は、ACK信号とNACK信号から変調方式を変更するか否かを判断し、変調方式の変更の指示を符号化器1003と適応変調器1



004に出力する。具体的には、適応変調制御器1002は、ACK信号とNACK信号の受信回数からNACK信号の頻度を算出し、NACK信号の頻度から変調方式を変更するか否かを判断する。

例えば16値QAMで変調してデータを送信した場合、適応変調制御器1002は、過去10バーストの間でNACKの頻度が所定の回数を下回る場合、  
5    ダウンリンクの通信品質が良いと判断して16値QAM変調方式を選択する。  
また適応変調制御器1002は、NACKの頻度が所定の回数以上となる場合には、ダウンリンクの通信品質が悪いと判断してQPSK変調方式を選択する。

符号化器1003は、送信するデータを誤り検出符号化して適応変調器1004に出力する。例えば、符号化器1003は、送信するデータをCRC符号化する。そして、符号化器1003は、適応変調制御器1002から変調方式を変更する指示を受け取った場合、使用する変調方式で送信するデータのビット数に応じて符号化処理するデータのビット数を変更する。

適応変調器1004は、符号化器1003において符号化されたデータを変調して無線送信部1005に出力する。そして、適応変調器1004は、適応変調制御器1002から出力された変調方式の変更の指示に従って、データの変調方式を変更する。無線送信部1005は、適応変調器1004において変調されたデータを無線周波数に変替、及び増幅し、得られた無線信号を送信する。

20    無線受信部1101は、無線信号を受信し、増幅、及びベースバンド周波数に変替して、得られた受信信号を復調器1102に出力する。

復調器1102は、無線受信部1101から出力された受信信号を通信装置1000において送信データを変調する際に使用した変調方式で復調する。復調処理で得られた受信信号のシンボルのIQベクトルは、16値QAMで変調して伝送した場合の擬似的な通信品質を推定する疑似誤り検出器1106に  
25    出力される。また復調結果はビット判定部1103に出力される。ビット判定部1103は、復調器1102から出力された復調結果の硬判定を行い、硬判

定結果を誤り検出器 1107 に出力する。

誤り検出器 1107 は、例えば CRC を用いた誤り検出処理により受信信号の誤り率を検出し、検出結果を検出結果出力部 1108 に出力する。これに対して、疑似誤り検出器 1106 は、復調器 1102 から出力された受信信号の  
5 シンボルの I Q ベクトルから、現在の受信状況下で切り替える可能性のある変調方式でデータを伝送した場合の受信時に誤りが発生するかどうかを推定し、推定した検出結果を検出結果出力部 1108 に出力する。

具体的には、誤り検出部 1104 は、16 値 QAM で変調された信号を受信するときには、誤り検出器 1107 によって、復調結果を用いて直接 16 値 Q  
10 AM の誤りを検出する。これに対して、QPSK で変調された信号を受信するときには、疑似誤り検出器 1106 によって、受信信号の信号点の I Q ベクトル情報を用いて、同じ受信状況下で仮に 16 値 QAM で伝送した場合に誤りが生じ得るかを擬似的に推定し、推定した結果を疑似誤り検出結果として出力する。

15 検出結果出力部 1108 は、誤り耐性が低い変調方式で信号が伝送されている場合、誤り検出器 1107 における誤り検出結果を無線送信部 1105 に出力する。一方、検出結果出力部 1108 は、誤り耐性が高い変調方式で信号が伝送されている場合、疑似誤り検出器 1106 における疑似誤り検出結果を無線送信部 1105 に出力する。

20 具体的には、検出結果出力部 1108 は、16 値 QAM の場合には誤り検出器 1107 により得られた誤り検出結果を出力し、一方、QPSK の場合には疑似誤り検出器 1106 により得られた疑似誤り検出結果を出力することにより、双方の場合ともに 16 値 QAM の誤り検出結果として出力する。

無線送信部 1105 は、検出結果出力部 1108 から出力された誤り検出結  
25 果を変調、無線周波数に変換、及び増幅し、得られた無線信号を送信する。例えば、無線送信部 1105 は、16 値 QAM 誤り検出結果に基づいて 16 値 QAM 変調方式の送達確認信号 (ACK/NACK) をアップリンクで送信する。

ここで、ACKは送達成功、NACKは送達失敗を表すものとする。

次に、この実施の形態に係る通信システム900の動作について説明する。

5 先ず、通信装置1100が、QPSK変調の信号を受信している場合について説明する。このとき、検出結果出力部1108からは疑似誤り検出器1106により得られた、16値QAMについての疑似誤り検出結果が出力される。無線送信部1105では、この疑似誤り検出結果に基づいて、16値QAMの信号についての擬似的なACK/NACK信号を送信する。

10 通信装置1000は、ACK信号の頻度が所定値よりも高ければ、変調方式をQPSK変調から16値QAMに変更する。これに対して、NACK信号の頻度が所定値よりも高ければ変調方式をQPSK変調のままとする。

次に、通信装置1100が、16値QAMの信号を受信しているばあいについて説明する。このとき、検出結果出力部1108からは誤り検出器1107により得られた、16値QAMについての実際の誤り検出結果が出力される。無線送信部1105では、この実際の誤り検出結果に基づいて、16値QAM  
15 の信号についてのACK/NACK信号を送信する。

通信装置1000は、ACK信号の頻度が所定値よりも高ければ、変調方式を16値QAMのままとする。これに対して、NACK信号の頻度が所定値よりも高ければ変調方式を16値QAMからQPSK変調に変更する。

かくして、通信装置1000の適応変調の変調方式をQPSK変調から16  
20 値QAMに切り替える前に、16値QAMでの通信に適した通信環境になっているか否かの適切な情報を得ることができる。

以上の構成によれば、適応変調及び自動再送要求を行う通信システムに、本  
発明による通信品質推定方法を適用し、通信に使用している変調方式よりビット  
誤り率が高い変調方式に切り替えた場合の擬似的な通信品質を通信相手に  
25 通知したことにより、通信に使用している変調方式よりビット誤り率が高い変  
調方式に切り替えた場合に受信したデータに誤りが発生するか否かを、変調方式の切り替え前に判断することができる。この結果、切り替えによる伝送誤り

を増やすことなく、適切な切り替え処理を行うことができるようになる。

なお、Q P S Kで信号を伝送しているときにQ P S Kで伝送された信号の復調結果自体の誤り検出および送達確認信号の送信をするか否かの動作については、特に限定されない。

- 5     また送達確認信号をアップリンクで送信して自動再送要求 (A R Q) を行う通信システムに適用する場合には、A C K送信時に、通信に使用している変調方式における誤り検出結果と、切り替える予定の変調方式の擬似誤り検出結果の両方をそれぞれ送信してもよい。また誤り検出結果と擬似誤り検出結果の送信方法は特に限定されず、別々の通信経路で送信してもよく、また多重化して
- 10    一つの通信経路で送信してもよい。またフレーム構成等は特に限定されるものではない。

またこの実施の形態において、アップリンク送信に用いられる変調方式は特に限定されず、A C K信号を送信する場合の通信の信頼性が十分に確保できる変調方式を用いることが好ましい。

15     (実施の形態6)

この実施の形態では、実施の形態5における通信装置1000、通信装置1100間のダウンリンクにおいて適応変調による通信を行う際、通信するデータに誤り訂正符号化処理が施されているシステムについての好適な構成を提案する。

- 20    図17に、本発明の実施の形態6に係る通信システム1300の構成を示す。但し、図15と同一の構成となるものについては、図15と同一番号を付し、詳しい説明を省略する。図17の通信装置1400は、誤り訂正符号化器1401を有し、誤り訂正符号化した送信データに適応変調を適用する点が図15の通信装置1000と異なる。

- 25    また図17の通信装置1500は、誤り訂正復号化器1501と、誤り検出部1502とを有し、通信に使用している変調方式よりビット誤り率が高い変調方式に切り替えた場合に受信したデータに誤りが発生する頻度を計数し、こ

の頻度が誤り訂正可能な範囲か否か判断する点が図15の通信装置1100と異なる。また誤り検出部1502は、擬似誤り検出器1503と、誤り検出器1107と、検出結果出力部1108と、から主に構成される。

- 通信装置1400において、符号化器1003は、送信するデータを誤り検出符号化して誤り訂正符号化器1401に出力する。例えば、符号化器1003は、送信するデータに対してCRC符号化を行う。そして、符号化器1003は、適応変調制御器1002から変調方式を変更する指示を受け取った場合、使用する変調方式で送信するデータのビット数に応じて符号化処理するデータのビット数を変更する。
- 10 誤り訂正符号化器1401は、符号化器1003において符号化されたデータに誤り訂正符号化を行い、適応変調器1004に出力する。この誤り訂正符号化には、ブロック符号化や畳み込み符号化等を用いることができる。この実施の形態では、ブロック符号化の一つであるBCH(63, 51)を一例として説明する。この符号化では、51ビットの入力ビットブロック毎に12ビットのパリティビットを付加し、63ビットブロックとして出力することにより、
- 15 復号時にブロック内における2ビットまでの誤りを訂正可能な符号である。

- 一方、通信装置1500の誤り訂正復号化器1501は、ビット判定部1103により得られた硬判定結果に誤り訂正復号を行い、復号結果を擬似誤り検出器1503と誤り検出器1107に出力する。この誤り訂正復号化は、通信
- 20 装置1400における誤り訂正符号化器1401で行われる符号化に対応した復号化処理であり、この実施の形態ではBCH(63, 51)の復号化処理に相当する。すなわち、63ビットの入力ビットブロック毎に誤り訂正復号化処理が施され、復号化された51ビットブロックのデータを出力する。

- 次に、この実施の形態の擬似誤り検出器1503の構成について説明する。
- 25 図18は、この実施の形態の擬似誤り検出器1503の構成を示し、図16と同一の構成となるものについては、図16と同一番号を付し、詳しい説明を省略する。擬似誤り検出器1503は、誤り計数器1601と、擬似復号誤り検

出器 1 1 6 0 2 とを有し、実際に受信した信号のシンボルの位置と、切り替える予定の変調方式におけるシンボルの分布とから切り替える予定の変調方式で通信を行った場合の誤りを擬似的に検出し、推定した誤りが誤り訂正復号により訂正可能か否か判定する点が図 1 6 の擬似誤り検出器 1 1 0 6 と異なる。

- 5      この実施の形態では、通信装置 1 4 0 0 において送信データに対してまず CRC 符号による誤り検出符号化が施された後 BCH (6 3, 5 1) 符号による誤り訂正符号化が施されている。このため、誤り訂正復号結果に対して CRC 符号に基づく誤り検出処理を行い、誤り検出結果を得ることにより、BCH 符号による誤り訂正復号処理において訂正しきれずに残留した誤りが検出でき
- 10    る。

誤り計数器 1 6 0 1 は、誤り判定部 1 2 0 4 において誤りと判定されたビットの数を、所定のビット区間単位で計数し、計数結果を出力する。この実施の形態では、所定のビット区間は BCH (6 3, 5 1) 符号の一符号化ブロックに相当する 6 3 ビット区間とする。

- 15    擬似復号誤り検出器 1 6 0 2 は、誤り計数器 1 6 0 1 からの計数値と、誤り訂正復号化器 1 5 0 1 からの誤り訂正可能なビット数とを入力し、誤り計数器 1 6 0 1 において計数された誤りビット数が所定のビット区間単位で誤り訂正可能であるか否か判定し、判定結果を出力する。

- 具体的には例えば、計数された誤りビット数が誤り訂正復号化処理で誤り訂正可能なビット数以下である場合、擬似復号誤り検出器 1 6 0 2 は、通信に使用している変調方式よりビット誤り率が高い変調方式に切り替えた場合に受信したデータに誤りが発生しないと判定する。これに対して、計数された誤りビット数が誤り訂正可能な数より大きい場合、擬似復号誤り検出器 1 6 0 2 は、通信に使用している変調方式よりビット誤り率が高い変調方式に切り替えた
- 20    場合に受信したデータに誤りが発生すると判定する。

さらに具体的には、擬似復号誤り検出器 1 6 0 2 は、誤り計数器 1 6 0 1 において計数された BCH 符号ブロック毎の誤り判定ビット数が、BCH (6 3,

- 5 1) 符号の誤り訂正可能なビット数に相当する2ビット以下である場合には、このブロックの誤りは訂正されると判定する。これに対して、計数された誤り判定されたビット数が2ビットを超える場合には、擬似復号誤り検出器1602は、このブロックの誤りは訂正しきれずに残留誤りが生じ得ると判定する。
- 5 受信したフレームにおける全てのBCH復号に対する上記判断のうち、一ブロックでも残留誤りが生じ得る場合には、擬似復号誤り検出器1602は、このフレームに誤りが生じ得ると判断する。残留誤りが一ブロックも生じ得ない場合には、擬似復号誤り検出器1602は、フレームに誤りは生じ得ないと判断する。上記判断結果を擬似誤り検出結果として出力する。
- 10 このように、この実施の形態の通信装置によれば、通信に使用している変調方式よりビット誤り率が高い変調方式に切り替えた場合に受信したデータに誤りが発生する頻度を計数し、この頻度が、誤り訂正可能な範囲か否かを判断することにより、誤り訂正符号化を用いた通信においても、通信に使用している変調方式よりビット誤り率が高い変調方式に切り替えた場合に受信したデータに誤りが発生するか否かを
- 15 変調方式の切り替え前に判断することができる。
- 具体的には、この実施の形態の通信装置1500によれば、QPSK変調信号を受信し、同一伝送路を16値QAMで通信した場合に誤りが発生し得るか否かを推定する場合に、誤り訂正能力以上の誤りが発生し得るか否かを推定することにより、誤り訂正後の残留誤りを擬似的に検出できる。
- 20 この結果、誤り訂正符号化を用いた通信システムにおいても、送信側でQPSK変調方式から16値QAM変調方式に変調方式を切り替える場合、誤り訂正復号化後における誤り検出結果に基づいて切り替えることにより、切り替えによる伝送誤りを増やすことなく、適切な切り替えを行うことができる。
- なおこの実施の形態では、受信したフレーム内に複数のBCHブロックが存在する場合を想定し、残留誤りの擬似検出の条件として、フレーム内に一ブロックでも擬似誤りが検出された場合に、残留誤りが生じ得ると判断することとしたが、これに限るものではなく、例えばシステムとしてBCHブロック毎に
- 25

残留誤りを検出し、BCHブロック単位でのブロック誤りの頻度を用いる構成としてもよい。

(他の実施の形態)

5      なお上述した実施の形態においては、変調方式としてQPSK変調信号の受信時に16値QAMの通信品質を擬似的に推定する場合や、16値QAM変調信号の受信時に64値QAM変調信号の通信品質を擬似的に推定する場合について述べているが、本発明はこれに限らず、通信に使用している変調方式より誤り耐性の低い変調方式の通信品質を擬似的に推定する場合であれば、いずれにも適用できる。

10      具体的には、通信に使用している変調方式の平均信号点間距離 $D_a$ と通信方式を擬似的に推定する対象の変調方式の平均信号点間距離 $D_b$ との間に $D_a > D_b$ の関係が成り立つ変調方式であれば、通信品質を擬似的に推定できる。

例えば、実施の形態1において、通信中の変調方式に相当するQPSK変調信号の代わりにBPSK変調信号、 $\pi/4$ シフトDQPSK変調信号、MSK  
15      変調信号、GMSK変調信号やGFSK変調信号などの16値QAMよりも信号点間距離の大きい変調信号を受信する場合にも適用することができる。また16値QAMの代わりに、16値以上の多値QAMや8値以上のPSK変調信号の通信品質を擬似的に推定する場合にも適用することができる。

$\pi/4$ シフトDQPSK変調信号や差動符号化されたGMSK変調信号を  
20      受信する場合、受信信号を遅延検波することによりQPSK変調信号と同様の直交IQベクトルが得られるので、この直交IQベクトルに対して上述した実施の形態と同様の処理を行うことにより、16値QAM信号を受信した場合の受信ビット誤り率やビット誤りを擬似的に推定することができる。この場合、遅延検波の誤り特性は同期検波によるものに比べて劣化する（具体的には所要  
25       $C/N$ で3dB程度）ことが知られているので、これに基づきBER推定値を補正したり、NACKの頻度による切り替え制御の判断基準を補正するようにしてもよい。



ここで伝送された伝送された16値QAMの信号点位置に基づいて、64値QAMで変調した信号を伝送した場合の擬似的な通信品質を推定する場合について、図19、図20及び図21を用いて説明する。

- 図19に疑似誤り検出器1700の構成を示す。疑似誤り検出器1700は、  
5 図16に示した疑似誤り検出器1106と比較すると、各ブロック内の処理が異なることを除いて同様の構成でなる。

- 平均信号点振幅算出部1701は、復調器1102（図15）から順次入力される直交IQベクトル情報を用いて、受信した16値QAM信号のIQ平面上での平均振幅を検出し、平均振幅をしきい値算出部1702に出力する。例  
10 えば、平均信号点振幅算出部1701は、入力される16値QAMの各信号点のベクトルに対して、I成分、Q成分毎に絶対値の平均値を算出し、この平均値を平均振幅とする。

- しきい値算出部1702は、16値QAM変調信号受信時の受信電力と同一受信電力で64値QAM信号を受信した場合における64値QAM信号のI  
15 Q平面上での理論上の分布状態と、平均信号点振幅算出部1701で検出した平均信号点振幅 $a$ とに基づいて、64値QAM信号に対する複数通りのしきい値 $t_{hs}$ を算出する。

バッファ1703は、復調器1102（図15）から入力される直交IQベクトルの情報を一時記憶し、誤り判定部1704に出力する。

- 20 誤り判定部1704は、16値QAM変調信号の直交IQベクトル情報のI、Q各成分の振幅値がしきい値 $t_{hs}$ の範囲内にあるかないかを判定することにより、擬似的に64値QAM信号における（振幅ビット）の誤り判定を行う。

- 図20は、16値QAM変調方式と64値QAM変調方式の信号点配置の一例を示す図である。図20の例では、16値QAM信号と同一電力の64値QAM信号を受信する場合を想定して誤り検出を行う。図20において、16値  
25 QAM変調信号の平均信号点振幅のベクトルを $(a, a)$ とした場合、64値QAM信号の各信号点のI、Q成分は、 $\pm a/\sqrt{2}$ 、 $\pm 3a/\sqrt{2}$ 、 $\pm 5$

$a/\sqrt{2}$ 、 $\pm 7a/\sqrt{2}$ の8通りの値をとる。

しきい値算出部1702は、図21に示すように、16値QAM信号のそれぞれの信号点から $a/\sqrt{2}$ の距離にある $a/\sqrt{5} \pm a/\sqrt{2}$ 、 $3a/\sqrt{5} \pm a/\sqrt{2}$ にしきい値を設定する。

- 5 誤り判定部1704は、このしきい値を用いて、順次入力されるI、Q各成分が16値QAMの各信号点から、しきい値 $t_{hs}$ で設定された範囲を超えた領域にある場合、すなわち図21の領域ARの中に入った場合に、振幅判定誤りが生じていると擬似的に判定し、擬似誤り検出結果として出力する。

- 10 また上述した実施の形態では、受信した変調信号のIQベクトルを用いて擬似的なビット誤り率やビット誤りを求めたが、受信バースト内にパイロットシンボルやユニークワードシンボル区間が挿入されている場合には、QPSKやBPSKの様なPSK系の変調信号の代わりに、この区間のベクトルを用いてもよい。

- 15 また上述した実施の形態1においては、しきい値判定誤りの判定のためのしきい値として、QPSK変調信号の平均信号点振幅 $a$ に対して $\pm(1 - 1/\sqrt{5})a$ となる値を用いたが、これはQPSK信号と16値QAM信号とが同一電力で送信される、すなわち平均実効振幅を同一にして送信されるシステムを想定しているからである。従って、QPSK信号と16値QAM信号の場合とで送信電力が異なる場合には、これに限るものではなく、各々の送信電力の差  
20 が予め想定できていれば、この値をもとにしきい値を設定すればよいことは明らかである。例えば、図22に示すように、QPSK信号の平均信号点振幅と16値QAM信号の最大信号点振幅を同一とする通信システム（○はQPSKの平均信号点振幅を示し、●は16値QAM信号の分布位置を示す）の場合には、前記しきい値を $\pm(2/3)a$ に設定すればよい。

- 25 同様に、上述した実施の形態2においては、振幅判定誤りの判定のためのしきい値として、平均信号点振幅 $a$ に対して $\pm(1 \pm 1/\sqrt{2})a$ となる値を用いたが、これはQPSK信号と64値QAM信号とが同一電力で送信される、

すなわち平均実効振幅を同一にして送信されるシステムを想定しているからである。従って、QPSK信号と64値QAM信号の場合で送信電力が異なる場合には、これに限るものではなく、各々の送信電力の差が想定できれば、この値を元にしきい値を設定すればよいことは明らかである。

- 5      また上述した実施の形態1においては、最終的な擬似的ビット誤り率 $P_e$ を(6)式に基づいて算出する場合について述べたが、本発明はこれに限らず、例えば擬似的ビット誤り率の概算値が求まればよいシステムにおいては、(3)式により求まるしきい値判定誤り率 $P_a$ を16値QAM信号の最終的な擬似的ビット誤り率として出力するようにしてもよい。
- 10      また上述した実施の形態1においては、しきい値判定誤り率 $P_a$ を求めた後、この値に基づいて16QAMの擬似的ビット誤り率 $P_e$ を求める場合について述べたが、算出の順序はこれに限らず、最終的に(6)式と同じ結果が得られればよい。従って、例えばしきい値判定誤り数 $N_a$ から16QAM信号における全体的なビット誤り数 $N_e$ を以下の(11)式のように求めた後、(12)
- 15      式により16QAM信号のビット総数 $N_b (= 2 \times N = 4 \times N_{\text{sym}})$ で除算するようにしてもよい。

$$N_e = 1.5 \times N_a \quad \dots\dots\dots (11)$$

$$P_e = N_e / N_b$$

$$= (1.5 \times N_a) / (2 \times N)$$

$$20 \quad = 0.75 \times N_a / N \quad \dots\dots\dots (12)$$

- また上述した実施の形態1においては、しきい値判定誤りの判定のためのしきい値を、QPSK変調信号の平均信号点振幅 $a$ に対して $\pm (1 - 1/\sqrt{5})a$ となる値に設定し、受信シンボルのIQベクトルが(1)式もしくは(2)式の条件を満たす場合に振幅判定誤りが生じたものとしてカウンタをインクリメントする構成としたが、これに限るものではない。例えば、I軸方向、Q
- 25      軸方向各々の成分において、しきい値 $th_{s\_i2}$ 、 $th_{s\_q2}$ として $(1 + 1/\sqrt{5})a$ となる値をさらに設定し、受信シンボルのIQベクトル $r_x =$

( $r_i$ ,  $r_q$ ) が以下の (13) 式もしくは (14) 式を満たす場合にも、それぞれしきい値判定誤りが生じたものとしてカウンタをインクリメントし、振幅判定ビット誤り率  $P_{a'}$  を算出する構成としてもよい。この場合、ビット誤り率の補正のためには、(5) 式の代わりに以下の (15) 式を用いればよい。

$$5 \quad r_i < -ths\_i^2 \quad \text{or} \quad ths\_i^2 < r_i \quad \dots\dots\dots (13)$$

$$r_q < -ths\_q^2 \quad \text{or} \quad ths\_q^2 < r_q \quad \dots\dots\dots (14)$$

$$P_e = (3/8) \times P_{a'} \quad \dots\dots\dots (15)$$

- 10 同様に、上述した実施の形態 2 においては、しきい値判定誤りの判定のためのしきい値として、QPSK 変調信号の平均信号点振幅  $a$  に対して  $\pm(1 \pm 1/\sqrt{2})a$  となる 2 通りの値を設定し、受信シンボルの IQ ベクトルが図 1 2 における網掛け領域内に入った場合に振幅判定誤りが生じたものとしてカウンタをインクリメントする構成としたが、これに限るものではない。例えば、
- 15 I 軸方向、Q 軸方向各々の成分において、しきい値  $ths\_i^2$ 、 $ths\_q^2$  を  $(1 - 1/\sqrt{2})$  のみに設定し、受信シンボルの IQ ベクトル  $r_x = (r_i, r_q)$  が以下の (16) 式もしくは (17) 式を満たす場合に、それぞれしきい値判定誤りが生じたものとしてカウンタをインクリメントし、振幅判定ビット誤り率  $P_{a''}$  を算出する構成としてもよい。この場合、ビット誤り率
- 20 の補正のためには、(10) 式の代わりに以下の (18) 式を用いればよい。

$$-ths\_i^2 < r_i < ths\_i^2 \quad \dots\dots\dots (16)$$

$$-ths\_q^2 < r_q < ths\_q^2 \quad \dots\dots\dots (17)$$

$$P_e = (7/12) \times P_{a''} \quad \dots\dots\dots (18)$$

- また上述した実施の形態では、疑似的なビット誤り率やビット誤りを求める
- 25 しきい値を、I 軸及び Q 軸に平行に設定した場合について述べたが、本発明はこれに限らない。例えばしきい値の設定の仕方を、I、Q 軸に平行に設定するのではなく、図 23 に示すように、原点を中心とした軸の回転方向において所

定の位相条件に設定することもできる。このようにすれば、多値QAMばかりでなく多相PSK変調信号の受信を想定した場合の擬似的なビット誤り率やビット誤りの推定も可能となる。因みに、図23の○はQPSK信号のシンボルを示し、●は8PSK信号のシンボルを示す。この場合、図の点線で示す回転位置にしきい値を設定して、受信したQPSK信号がこのしきい値を越えた率（又は越えたか否か）を算出することにより、8PSK信号に対する擬似的ビット誤り率（又は擬似的誤り）を求めることができる。

また上述した実施の形態では、通信品質として、擬似的なビット誤り率を算出する構成を一例として示したが、本発明はこれに限らず、例えばビット誤り率の代わりに所定のフレーム内にビット誤りが生じ得るかを擬似的に検出する構成としてもよい。

また上述した実施の形態5の構成に対して、実施の形態6のように誤り訂正符号化を適用することも、容易に構成可能である。この場合、さらに厳密に言う、64値QAMにおける振幅判定ビット誤りの生じる確率 $P_a$ と64値QAMの全体的なビット誤り確率 $P_e$ の間には、実施の形態2で説明した式（10）の関係が成り立つ。

振幅判定誤り数が6個以下の場合には、64QAMの全体でのビット誤り数は2未満となる可能性が高い。このため、6個の誤りまでは誤り訂正ブロック内への残留ビット誤りが生じ得ないと判断し、逆に6個を超える誤りの場合には残留ビット誤りが生じると判断する構成としてもよい。

また上述した実施の形態5、6では、アップリンクによる送達確認信号が何らかの影響により通信装置1000、1400で受信失敗した場合については特に記述していないが、この場合、例えばNACKを受信したのと同様の扱いをすることとしてもよいし、逆に送達の可否が不能として無視することとしてもよい。

また誤り訂正符号化、復号化に用いる符号をBCH符号と仮定したが、これに限らず、他のブロック符号が適用可能であることは明白である。さらに畳み

込み符号やターボ符号を用いる場合であっても、誤りの検出個数と検出位置に基づいて誤り訂正が可能か否かの推定が可能であれば、擬似誤り検出が可能となる。具体的には、例えば符号化の生成多項式と誤り発生位置のパターンから誤り訂正の可否があらかじめ推定できるので、この関係をテーブルとしてあらかじめ設けておけばよい。

また上述した実施の形態3～6では、ダウンリンクにおいて適応変調により通信を行う場合、通信装置1100、1500で受信復調する際に変調方式の識別を行うこととなるが、この方法については本発明において限定されるものではない。したがって、例えば通信するバースト内に変調方式識別用シンボルが挿入され、これを用いるような方法を採用してもよいし、あらかじめ定められた識別情報を用いずに、通信装置1100、1500が変調方式を自律的に識別する、いわゆるブラインド識別による方法を用いる構成としてもよい。

また上述した実施の形態では、送受信機内に記載されている各構成以外の構成要素については、特に限定されるものではないため記載していない。例えば送信データのインタリーブ処理やバースト構成処理等については、装置内に存在してもよいし、存在しなくてもよい。

また上述した実施の形態3～6においては、ダウンリンクにおける適応変調で用いる変調方式をQPSKと16値QAMとした場合について述べたが、本発明はこれに限らず、種々の変調方式を適用することができ、また2種類に限定せず、複数種類の変調方式を適応的に切り替える方式としてもよい。

例えば、平均信号点間距離が $D_c$ である第3の変調方式Cを想定し、 $D_a > D_b > D_c$ という関係が成り立つ場合に、変調方式A、B、Cの3種類の間で適応変調切り替えを行う場合についても適用できる。

具体的には、変調方式AがQPSK、変調方式Bが16値QAM、変調方式Cが64値QAMである場合であれば、変調方式Aの受信時には変調方式Bの擬似誤り検出を行い、変調方式Bの受信時には変調方式Cの擬似誤り検出を行う構成にすればよい。変調方式Cの受信時には、変調方式Cの誤り検出のみを

行っておけばよく、誤り検出頻度が所定の頻度よりも高くなったときには変調方式Bへ切り替え制御すればよい。また、変調方式Aもしくは変調方式Bの受信時にともに変調方式Cの擬似誤り検出を行う構成としてもよい。

またダウンリンクとアップリンクで送信電力を同一と仮定したが、これに限らず、あらかじめ電力差が分かっているならば異なった送信電力としてもよい。その場合、推定された擬似的ビット誤り率と送信電力差の情報を基に、ダウンリンクでのビット誤り率を推定することは可能であるので、この値を基に選択すべき変調方式を選択すればよい。

また上述した実施の形態6の構成において対象とする変調方式は16値QAMに限るものではなく、他の変調方式へも適用可能である。例えば64値QAMへ適用する場合、64値QAMにおける振幅判定ビット誤りの生じる確率 $P_a$ と64値QAMの全体的なビット誤り確率 $P_e$ の間には、(3)式の関係が成り立つ。

振幅判定誤り数が6個以下の場合には、64値QAM全体でのビット誤り数は2未満となる可能性が高い。このため、6個の誤りまでは誤り訂正ブロック内への残留ビット誤りが生じ得ないと判断し、逆に6個を超える誤りの場合には残留ビット誤りが生じると判断する構成としてもよい。

さらに上述の実施の形態6で示したような誤り訂正符号化を実施の形態1、2に示したような疑似ビット誤り率の推定の構成に含めてもよく、この場合、例えば上述のような処理で得られる残留ビット誤りのみをカウントして誤り訂正処理後のビット誤り率を擬似的に算出する構成とすればよい。

さらに本発明は通信システムにおける多重方式や2次変調の方式に制限を受けるものではなく、1次変調に上記変調方式が用いられていれば適用可能である。例えば、1次変調としてQPSK変調や多値QAMにより適応変調が施された後、2次変調としてスペクトラム拡散により符号分割多重が施されるシステムに対しても適用可能であり、また2次変調として周波数ホッピング処理が施されるシステムに対しても適用可能であり、さらに2次変調として直交周

波数分割多重（OFDM（Orthogonal Frequency Division Multiplexing））方式が施されるシステムに対しても適用可能である。

また上述した実施の形態では、本発明を無線通信に適用した場合について述べたが、本発明はこれに限らず、例えば光通信等にも適用でき、デジタル変調処理を施してデータを伝送する装置に広く適用することができる。

さらに上述した実施の形態においては、ビット誤り率算出装置10により擬似的ビット誤り率を算出する場合について述べたが、本発明はこれに限らず、これらの構成要素をFPGA（Field Programmable Gate Array）、ASIC（Application Specific Integrated Circuit）、CPU（Central Processing Unit）やDSP（Digital Signal Processing）等により処理する構成としてもよいことは言うまでもない。

また本発明は上記実施の形態に限定されず、種々変更して実施することが可能である。例えば、上記実施の形態では、本発明の通信品質推定方法を、ビット誤り率検出装置、擬似誤り検出装置及び通信装置により実現した場合について説明しているが、これに限られるものではなく、このビット誤り率検出装置、擬似誤り検出装置及び通信装置をソフトウェアとして行うことも可能である。

例えば、本発明の通信品質推定方法を実行するプログラムを予めROM（Read Only Memory）に格納しておき、そのプログラムをCPU（Central Processor Unit）によって動作させるようにしてもよい。

また本発明の通信品質推定方法を実行するプログラムをコンピュータで読み取り可能な記憶媒体に格納し、記憶媒体に格納されたプログラムをコンピュータのRAM（Random Access memory）に記録して、コンピュータをそのプログラムにしたがって動作させるようにしてもよい。

本発明は、上述した実施の形態に限らず、種々変更して実施することができる。

本発明の通信品質推定方法は、第1の変調方式でデジタル変調されて伝送された信号を受信する受信ステップと、受信した第1の変調方式のデジタル



変調信号の信号点位置に基づいて、第1の変調方式と異なる第2の変調方式で信号をデジタル変調して伝送した場合の通信品質を擬似的に推定する通信品質擬似推定ステップとを有するようにする。

- この方法によれば、第1の変調方式で変調された変調信号から第2の変調方式で変調された変調信号の擬似的な通信品質が推定されるので、実際に第2の変調方式で変調された変調信号を伝送しなくても、前もってその変調信号の通信品質を予測することができるようになる。

- 本発明の通信品質推定方法は、通信品質擬似推定ステップは、順次入力される第1の変調方式でデジタル変調された第1のデジタル変調信号の各シンボルのI Q平面上での平均位置と、第2の変調方式でデジタル変調される第2のデジタル変調信号の各シンボルのI Q平面上での理論上の分布状態とに基づいてI Q平面上でのしきい値を算出するしきい値算出ステップと、順次入力される第1のデジタル変調信号の各シンボルのI Q平面上での位置を前記しきい値と順次比較判定することにより、第2のデジタル変調信号の擬似的ビット誤り率を前記通信品質として算出する擬似的ビット誤り率算出ステップと、を有するようにする。

- この方法によれば、しきい値算出ステップにおいて、第1のデジタル変調信号に対して従来の第1のデジタル変調信号のビット誤り率を求めるためのしきい値ではなく、第2のデジタル変調信号のI Q平面上での分布状態を考慮した新たなしきい値が算出される。實際上、このしきい値は、第2のデジタル変調信号のビット誤り率が第1のデジタル変調信号のビット誤り率よりも高いものである場合には、従来の第1のデジタル変調信号のビット誤り率を求めるときに使用するしきい値よりも、第2のデジタル変調信号を考慮している分だけ、ビット誤りと判定される領域が広いしきい値となる。この結果、擬似的ビット誤り率算出ステップでは、このしきい値を用いて第2のデジタル変調信号の擬似的ビット誤り率を算出しているので、第2のデジタル変調信号の擬似的ビット誤り率を迅速かつ正確に算出することができる。

本発明の通信品質推定方法は、通信品質擬似推定ステップは、順次入力される第1の変調方式でデジタル変調された第1のデジタル変調信号の各シンボルのI Q平面上での平均位置と、第2の変調方式でデジタル変調される第2のデジタル変調信号の各シンボルのI Q平面上での理論上の分布状態  
5 とに基づいてI Q平面上でのしきい値を算出するしきい値算出ステップと、順次入力される第1のデジタル変調信号の各シンボルのI Q平面上での位置を前記しきい値と順次比較判定することにより、第2変調方式で信号をデジタル変調して伝送した場合のビット誤りを擬似的に検出し、検出結果を前記通信品質として出力する擬似誤り検出ステップと、を有するようにする。

10 この方法によれば、受信した第1の変調方式の信号を復調したときのI成分及びQ成分の平均位置に基づいて、I Q平面上でのしきい値を求め、このしきい値を使って、順次受信する第1の変調方式の信号のI成分、Q成分をしきい値判定して第2の変調方式の信号の擬似的な誤り検出を行うことにより、同一伝送路を第1の変調方式に替えて第2の変調方式の信号を送信した場合に誤  
15 りが発生するか否かの適切な判定を行うことができる。

本発明の通信品質推定方法は、第1のデジタル変調信号には、定期的にパイロット信号が挿入されており、しきい値算出ステップでは、当該パイロット信号のI Q平面上での位置と、第2のデジタル変調信号の各シンボルのI Q平面上での理論上の分布状態とに基づいてI Q平面上でのしきい値を算出し、  
20 擬似的ビット誤り率算出ステップ（又は擬似誤り検出ステップ）では、順次入力されるパイロット信号のI Q平面上での位置を前記しきい値と順次比較判定することにより、第2のデジタル変調信号の擬似的ビット誤り率（又はビット誤り）を算出する。

本発明の通信品質推定方法は、第1のデジタル変調信号は、所定の箇所に  
25 ユニークワード系列が挿入された信号であり、しきい値算出ステップでは、当該ユニークワード系列のI Q平面上での位置と、第2のデジタル変調信号の各シンボルのI Q平面上での理論上の分布状態とに基づいてI Q平面上での

しきい値を算出し、擬似的ビット誤り率算出ステップ（又は疑似誤り検出ステップ）では、順次入力されるユニークワード系列のIQ平面上での位置を前記しきい値と順次比較判定することにより、第2のデジタル変調信号の擬似的ビット誤り率（又は疑似誤り）を算出する。

- 5      これらの方法によれば、他の信号と比較して検出が容易なパイロット信号やユニークワード系列に基づいてしきい値を算出し、擬似的ビット誤り率（又は疑似誤り）を算出しているので、一段と迅速かつ正確に第2のデジタル変調信号の擬似的ビット誤り率（又は疑似誤り）を求めることができる。

- 10      本発明の通信品質推定方法は、信号の誤り訂正を行う所定の単位内で誤り判定ステップにおいて検出された誤りの回数を計数する誤り計数ステップと、誤り計数ステップにおいて検出された誤りの回数に基づき、第2の変調方式で伝送された場合に、信号を誤り訂正可能か否か判断する復号誤り検出ステップと、有するようにする。

- 15      この方法によれば、第1の変調方式から第2の変調方式に変調方式を切り替えた場合における、受信データに誤りが発生する擬似的な頻度を計数し、この擬似的な誤りの頻度が、誤り訂正可能な範囲か否か判断することにより、誤り訂正符号化を用いた通信においても、第1の変調方式から第2の変調方式に変調方式を切り替えた場合に受信したデータに誤りが発生するか否かを、変調方式の切り替え前に判断することができるようになる。

- 20      本発明の通信装置は、第1の変調方式でデジタル変調されて伝送された信号を受信する受信手段と、受信した第1の変調方式のデジタル変調信号の信号点位置に基づいて、第1の変調方式と異なる第2の変調方式で信号をデジタル変調して伝送した場合の通信品質を擬似的に推定する通信品質擬似推定手段と、通信品質擬似推定手段により得た擬似的な通信品質を送信する送信手段とを具備する構成を採る。
- 25

この構成によれば、適応変調を行っている通信相手の通信装置が擬似的な通信品質情報を受信して、伝搬路環境に応じた適切な変調方式の切り替え処理を

行うことができるようになる。

本発明の通信装置は、前記送信手段が、通信品質疑似推定手段により得た疑似的な通信品質に基づいて、第2の変調方式の信号についての疑似的なACK/NACK信号を送信する。

- 5      この構成によれば、自動再送要求方式に使われている既存の信号であるACK/NACK信号を有効に利用して、疑似的な通信品質情報を通信相手局に送信することができ、通信相手局でも既存のACK/NACK信号を用いて、疑似的な通信品質情報に基づく適応変調処理を行うことができるようになる。

- 10      本発明の通信システムは、互いに通信可能な第1及び第2の送受信局と、第1の送受信局に設けられ、第2の送受信局から送信された第1の変調方式でデジタル変調された第1のデジタル変調信号を受信する受信手段と、第1の送受信局に設けられ、送信信号に対して選択的に第1又は第2の変調処理を施した第1又は第2のデジタル変調信号を第2の送受信局に送信する送信手段と、受信手段により受信した第1の変調方式のデジタル変調信号の信号点  
15      位置に基づいて、第1の変調方式と異なる第2の変調方式で信号をデジタル変調して伝送した場合の通信品質を疑似的に推定する通信品質疑似推定手段と、通信品質疑似推定手段により得られた疑似的な通信品質に応じて、送信手段における変調処理を選択する変調方式選択手段とを具備する構成を採る。

- 20      この構成によれば、第1の送受信局の変調方式選択手段は、通信品質疑似推定手段により迅速かつ正確に算出された第2のデジタル変調信号の疑似的な通信品質に応じて、送信手段の変調処理を第1の変調処理から第2の変調処理に切り替えることができる。この結果第1の送受信局は、ビット誤り率の低い（通信容量の小さい）第1のデジタル変調処理からビット誤り率の高い（通信容量の大きい）第2のデジタル変調処理に迅速かつ的確に切り替えて送信  
25      できることになり、通信品質を高品質に維持した状態で通信容量を増大させることができる。

本発明の通信システムは、互いに通信可能な第1及び第2の送受信局と、第

2の送受信局に設けられ、第1の送受信局から送信された第1の変調方式でデジタル変調された第1のデジタル変調信号を受信する受信手段と、第1の送受信局に設けられ、送信信号に対して選択的に第1又は第2の変調方式で変調処理を施した第1又は第2のデジタル変調信号を第2の送受信局に送信する送信手段と、第2の送受信局に設けられ、受信手段により受信された第1の変調方式のデジタル変調信号の信号点位置に基づいて、第1の変調方式と異なる第2の変調方式で信号をデジタル変調して伝送した場合の通信品質を擬似的に推定する通信品質擬似推定手段と、第2の送受信局に設けられ、通信品質擬似推定手段により得られた擬似的な通信品質を、第1の送受信局に設けられた送信手段における変調処理を選択させるための選択信号として送信する送信手段とを具備する構成を採る。

この構成によれば、第1の送受信局の送信手段は、第2の送受信局から送られてくる選択信号に基づいて、変調処理を迅速かつ的確に第1の変調処理から第2の変調処理に切り替えることができる。この結果第1の送受信局は、ビット誤り率の低い（通信容量の小さい）第1のデジタル変調処理からビット誤り率の高い（通信容量の大きい）第2のデジタル変調処理に迅速かつ的確に切り替えて送信できることになり、通信品質を高品質に維持した状態で通信容量を増大させることができる。

本発明の通信システムは、前記第1及び第2の送受信局は、同一周波数チャネルで時分割複信による双方向通信を行う構成を採る。

この構成によれば、送信環境と通信品質が同じ受信環境で擬似的な通信品質を求めることができるので、一段と伝送路環境に適合した変調方式の切替え処理を行うことができ、一段と通信品質を高品質に維持した状態で変調方式の切替え処理を行うことができる。

以上説明したように、本発明によれば、受信した第1の変調方式のデジタル変調信号の信号点位置に基づいて、第1の変調方式と異なる第2変調方式で信号をデジタル変調して伝送した場合の通信品質を擬似的に推定するよう

にしたことにより、ビット誤り率が低い変調方式の伝送信号に基づいて、ビット誤り率が高い変調方式の信号を伝送した場合の通信品質を迅速かつ的確に求めることができる通信品質推定方法及び通信品質推定装置を実現できる。

- またこの通信品質推定方法及び通信品質推定装置を、適応変調を行う通信システムに適用したことにより、ビット誤り率が低い変調方式からビット誤り率の高い変調方式に変調方式を切り替える際に、適切な変調方式の切替えを行うことができるようになる。

- 本明細書は、2001年8月22日出願の特願2001-251940、2002年3月13日出願の特願2002-68831及び2002年8月1日出願の特願2002-225203に基づく。その内容はすべてここに含めておく。

#### 産業上の利用可能性

- 本発明は、例えば適応変調方式を用いた無線通信システムに適用して好適なものである。

## 請求の範囲

1. 第1の変調方式でデジタル変調されて伝送された信号を受信する受信  
ステップと、受信した前記第1の変調方式のデジタル変調信号の信号点位置  
に基づいて、前記第1の変調方式と異なる第2の変調方式で信号をデジタル  
5 変調して伝送した場合の通信品質を擬似的に推定する通信品質擬似推定ステ  
ップと、を有する通信品質推定方法。
2. 前記通信品質擬似推定ステップは、順次入力される前記第1の変調方式  
でデジタル変調された第1のデジタル変調信号の各シンボルのI Q平面  
上での平均位置と、前記第2の変調方式でデジタル変調される第2のデジ  
10 タル変調信号の各シンボルのI Q平面上での理論上の分布状態とに基づいて  
I Q平面上でのしきい値を算出するしきい値算出ステップと、順次入力される  
前記第1のデジタル変調信号の各シンボルのI Q平面上での位置を前記し  
きい値と順次比較判定することにより、前記第2のデジタル変調信号の擬似  
的ビット誤り率を前記通信品質として算出する擬似的ビット誤り率算出ステ  
15 ップと、を有する請求項1に記載の通信品質推定方法。
3. 前記通信品質擬似推定ステップは、順次入力される前記第1の変調方式  
でデジタル変調された第1のデジタル変調信号の各シンボルのI Q平面  
上での平均位置と、前記第2の変調方式でデジタル変調される第2のデジ  
タル変調信号の各シンボルのI Q平面上での理論上の分布状態とに基づいて  
20 I Q平面上でのしきい値を算出するしきい値算出ステップと、順次入力される  
前記第1のデジタル変調信号の各シンボルのI Q平面上での位置を前記し  
きい値と順次比較判定することにより、前記第2変調方式で信号をデジタル  
変調して伝送した場合のビット誤りを擬似的に検出し、検出結果を前記通信品  
質として出力する擬似誤り検出ステップと、を有する請求項1に記載の通信品  
25 質推定方法。
4. 前記第1の変調方式は、前記第2の変調方式より誤り耐性が高い、請求  
項1に記載の通信品質推定方法。

5. 前記第1の変調方式の平均信号点間距離は、前記第2の変調方式の平均信号点間距離より長い、請求項1に記載の通信品質推定方法。
6. 前記第1のデジタル変調信号はPSK変調信号であると共に前記第2のデジタル変調信号は多値QAM変調信号であり、前記しきい値算出ステップでは、前記多値QAM変調信号において隣接する信号点間のI成分及びQ成分毎の振幅しきい値に相当する値を考慮して前記しきい値を算出する、請求項3に記載の通信品質推定方法。
7. 前記第1のデジタル変調信号はPSK変調信号であると共に前記第2のデジタル変調信号は第1のデジタル変調信号よりも多相の多相PSK変調信号であり、前記しきい値算出ステップでは、前記多相PSK変調信号において隣接する信号点間の位相成分を考慮して前記しきい値を算出する、請求項3に記載の通信品質推定方法。
8. 前記擬似的ビット誤り率算出ステップでは、順次入力される前記第1のデジタル変調信号の各シンボルのIQ平面上での位置を前記しきい値と順次比較判定することにより擬似的ビット誤り率を算出した後、算出した擬似的ビット誤り率に所定の補正値を乗じることにより最終的な擬似的ビット誤り率を求める、請求項2に記載の通信品質推定方法。
9. 前記第1のデジタル変調信号には、定期的にパイロット信号が挿入されており、前記しきい値算出ステップでは、当該パイロット信号のIQ平面上での位置と、第2のデジタル変調信号の各シンボルのIQ平面上での理論上の分布状態とに基づいてIQ平面上でのしきい値を算出し、前記擬似的ビット誤り率算出ステップでは、順次入力されるパイロット信号のIQ平面上での位置を前記しきい値と順次比較判定することにより、前記第2のデジタル変調信号の擬似的ビット誤り率を算出する、請求項2に記載の通信品質推定方法。
10. 前記第1のデジタル変調信号には、定期的にパイロット信号が挿入されており、前記しきい値算出ステップでは、当該パイロット信号のIQ平面上での位置と、第2のデジタル変調信号の各シンボルのIQ平面上での理論



上の分布状態とに基づいて I Q 平面上でのしきい値を算出し、前記疑似誤り検出ステップでは、順次入力されるパイロット信号の I Q 平面上での位置を前記しきい値と順次比較判定することにより、前記第 2 の変調方式で信号をデジタル変調して伝送した場合のビット誤りを擬似的に検出する、請求項 3 に記載

5 の通信品質推定方法。

1 1. 前記第 1 のデジタル変調信号は、所定の箇所にユニークワード系列が挿入された信号であり、前記しきい値算出ステップでは、当該ユニークワード系列の I Q 平面上での位置と、第 2 のデジタル変調信号の各シンボルの I Q 平面上での理論上の分布状態とに基づいて I Q 平面上でのしきい値を算出  
10 し、前記疑似的ビット誤り率算出ステップでは、順次入力されるユニークワード系列の I Q 平面上での位置を前記しきい値と順次比較判定することにより、前記第 2 のデジタル変調信号の疑似的ビット誤り率を算出する、請求項 2 に記載の通信品質推定方法。

1 2. 前記第 1 のデジタル変調信号は、所定の箇所にユニークワード系列  
15 が挿入された信号であり、前記しきい値算出ステップでは、当該ユニークワード系列の I Q 平面上での位置と、第 2 のデジタル変調信号の各シンボルの I Q 平面上での理論上の分布状態とに基づいて I Q 平面上でのしきい値を算出し、前記疑似誤り検出ステップでは、順次入力されるユニークワード系列の I Q 平面上での位置を前記しきい値と順次比較判定することにより、前記第 2 の  
20 変調方式で信号をデジタル変調して伝送した場合のビット誤りを擬似的に検出する、請求項 3 に記載の通信品質推定方法。

1 3. 信号の誤り訂正を行う所定の単位内で前記誤り判定ステップにおいて検出された誤りの回数を計数する誤り計数ステップと、前記誤り計数ステップにおいて検出された誤りの回数に基づき、第 2 の変調方式で伝送された場合に、  
25 信号を誤り訂正可能か否か判断する復号誤り検出ステップと、をさらに有する請求項 3 に記載の通信品質推定方法。

1 4. 前記第 1 及び第 2 のデジタル変調信号は、2 次変調としてスペクト

ラム拡散処理が施された信号である、請求項 1 に記載の通信品質推定方法。

15. 前記第 1 及び第 2 のデジタル変調信号は、2 次変調として周波数ホッピング処理が施された信号である、請求項 1 に記載の通信品質推定方法。

16. 前記第 1 及び第 2 のデジタル変調信号は、2 次変調として直交周波数分割多重処理が施された信号である、請求項 1 に記載の通信品質推定方法。

17. 前記第 1 のデジタル変調信号は M S K 変調信号である、請求項 1 に記載の通信品質推定方法。

18. 前記第 1 のデジタル変調信号はガウシアンフィルタにより帯域制限された G M S K 変調信号である、請求項 1 に記載の通信品質推定方法。

19. 前記第 1 のデジタル変調信号は F S K 変調信号である、請求項 1 に記載の通信品質推定方法。

20. 前記第 1 のデジタル変調信号はガウシアンフィルタにより送信帯域制限された G F S K 変調信号である、請求項 1 に記載の通信品質推定方法。

21. 第 1 の変調方式でデジタル変調されて伝送された信号を受信する受信手段と、受信した前記第 1 の変調方式のデジタル変調信号の信号点位置に基づいて、前記第 1 の変調方式と異なる第 2 の変調方式で信号をデジタル変調して伝送した場合の通信品質を擬似的に推定する通信品質擬似推定手段と、を具備する通信品質推定装置。

22. 前記通信品質擬似推定手段は、順次入力される前記第 1 の変調方式でデジタル変調された第 1 のデジタル変調信号の各シンボルの I Q 平面上での平均位置と、前記第 2 の変調方式でデジタル変調される第 2 のデジタル変調信号の各シンボルの I Q 平面上での理論上の分布状態とに基づいて I Q 平面上でのしきい値を算出するしきい値算出手段と、順次入力される前記第 1 のデジタル変調信号の各シンボルの I Q 平面上での位置を前記しきい値と順次比較判定することにより、前記第 2 のデジタル変調信号の擬似的ビット誤り率を前記通信品質として算出する擬似的ビット誤り率算出手段と、を具備する請求項 2 1 に記載の通信品質推定装置。

23. 前記通信品質擬似推定手段は、第1の変調方式でデジタル変調されて伝送された信号の信号点位置に基づいて前記信号の平均振幅を検出する平均振幅検出手段と、前記平均振幅から前記第2の変調方式において信号が正しく受信できる信号点の位置の範囲をしきい値として算出するしきい値算出手段と、受信した第1の変調方式の信号点位置が前記しきい値算出手段において算出された範囲内にない場合、誤りを検出したと推定する誤り判定手段と、を具備する請求項21に記載の通信品質推定装置。

24. 第1の変調方式でデジタル変調されて伝送された信号を受信する受信手段と、受信した前記第1の変調方式のデジタル変調信号の信号点位置に基づいて、前記第1の変調方式と異なる第2の変調方式で信号をデジタル変調して伝送した場合の通信品質を擬似的に推定する通信品質擬似推定手段と、前記通信品質擬似推定手段により得た擬似的な通信品質を送信する送信手段と、を具備する通信装置。

25. 送信する信号を第1の変調方式で変調する変調手段と、変調された信号を送信する送信手段と、通信相手が前記変調信号を受信して前記第1の変調方式で復調した結果から前記第1の変調方式と異なる第2の変調方式で前記信号を変調して伝送した場合の誤りを推定して検出する検出結果を受信する受信手段と、を具備し、前記変調手段は、前記検出結果が誤りを検出しない結果である場合、変調方式を前記第1の変調方式から前記第2の変調方式に切り替える通信装置。

26. 受信側において、第1の変調方式でデジタル変調されて伝送された信号を前記第1の変調方式で復調し、前記復調の結果から前記第1の変調方式と異なる第2の変調方式で前記信号を変調して伝送した場合の誤りを推定して検出し、前記検出結果を送信し、送信側において前記検出結果に基づいて送信する信号の変調方式を変更する通信方法。

27. 前記送信手段は、前記通信品質擬似推定手段により得た擬似的な通信品質に基づいて、第2の変調方式の信号についての擬似的なACK/NACK信

号を送信する、請求項 25 に記載の通信装置。

28. 互いに通信可能な第 1 及び第 2 の送受信局と、前記第 1 の送受信局に設けられ、前記第 2 の送受信局から送信された第 1 の変調方式でデジタル変調された第 1 のデジタル変調信号を受信する受信手段と、前記第 1 の送受信局に設けられ、送信信号に対して選択的に第 1 又は第 2 の変調方式で変調処理を施した第 1 又は第 2 のデジタル変調信号を前記第 2 の送受信局に送信する送信手段と、前記受信手段により受信した前記第 1 の変調方式のデジタル変調信号の信号点位置に基づいて、前記第 1 の変調方式と異なる第 2 の変調方式で信号をデジタル変調して伝送した場合の通信品質を擬似的に推定する通信品質擬似推定手段と、前記通信品質擬似推定手段により得られた擬似的な通信品質に応じて、前記送信手段における変調処理を選択する変調方式選択手段と、を具備する通信システム。

29. 互いに通信可能な第 1 及び第 2 の送受信局と、前記第 2 の送受信局に設けられ、前記第 1 の送受信局から送信された第 1 の変調方式でデジタル変調された第 1 のデジタル変調信号を受信する受信手段と、前記第 1 の送受信局に設けられ、送信信号に対して選択的に第 1 又は第 2 の変調方式で変調処理を施した第 1 又は第 2 のデジタル変調信号を前記第 2 の送受信局に送信する送信手段と、前記第 2 の送受信局に設けられ、前記受信手段により受信された前記第 1 の変調方式のデジタル変調信号の信号点位置に基づいて、前記第 1 の変調方式と異なる第 2 の変調方式で信号をデジタル変調して伝送した場合の通信品質を擬似的に推定する通信品質擬似推定手段と、前記第 2 の送受信局に設けられ、前記通信品質擬似推定手段により得られた擬似的な通信品質を、前記第 1 の送受信局に設けられた前記送信手段における変調処理を選択させるための選択信号として送信する送信手段と、を具備する通信システム。

30. 前記通信品質擬似推定手段は、順次入力される前記第 1 の変調方式でデジタル変調された第 1 のデジタル変調信号の各シンボルの I Q 平面上での平均位置と、前記第 2 の変調方式でデジタル変調される第 2 のディジタ

ル変調信号の各シンボルの I Q 平面上での理論上の分布状態とに基づいて I Q 平面上でのしきい値を算出するしきい値算出手段と、順次入力される前記第 1 のデジタル変調信号の各シンボルの I Q 平面上での位置を前記しきい値と順次比較判定することにより、前記第 2 のデジタル変調信号の擬似的ビット誤り率を前記通信品質として算出する擬似的ビット誤り率算出手段と、を具備する請求項 28 に記載の通信システム。

31. 前記通信品質疑似推定手段は、順次入力される前記第 1 の変調方式でデジタル変調された第 1 のデジタル変調信号の各シンボルの I Q 平面上での平均位置と、前記第 2 の変調方式でデジタル変調される第 2 のデジタル変調信号の各シンボルの I Q 平面上での理論上の分布状態とに基づいて I Q 平面上でのしきい値を算出するしきい値算出手段と、順次入力される前記第 1 のデジタル変調信号の各シンボルの I Q 平面上での位置を前記しきい値と順次比較判定することにより、前記第 2 のデジタル変調信号の擬似的ビット誤り率を前記通信品質として算出する擬似的ビット誤り率算出手段と、を具備する請求項 29 に記載の通信システム。

32. 前記通信品質疑似推定手段は、順次入力される前記第 1 の変調方式でデジタル変調された第 1 のデジタル変調信号の各シンボルの I Q 平面上での平均位置と、前記第 2 の変調方式でデジタル変調される第 2 のデジタル変調信号の各シンボルの I Q 平面上での理論上の分布状態とに基づいて I Q 平面上でのしきい値を算出するしきい値算出手段と、順次入力される前記第 1 のデジタル変調信号の各シンボルの I Q 平面上での位置を前記しきい値と順次比較判定することにより、前記第 2 の変調方式で信号をデジタル変調して伝送した場合のビット誤りを擬似的に検出する疑似誤り検出手段と、を具備する請求項 28 に記載の通信システム。

33. 前記通信品質疑似推定手段は、順次入力される前記第 1 の変調方式でデジタル変調された第 1 のデジタル変調信号の各シンボルの I Q 平面上での平均位置と、前記第 2 の変調方式でデジタル変調される第 2 のディジタ

ル変調信号の各シンボルの I Q 平面上での理論上の分布状態とに基づいて I Q 平面上でのしきい値を算出するしきい値算出手段と、順次入力される前記第 1 のデジタル変調信号の各シンボルの I Q 平面上での位置を前記しきい値と順次比較判定することにより、前記第 2 の変調方式で信号をデジタル変調して伝送した場合のビット誤りを擬似的に検出する疑似誤り検出手段と、を具備する請求項 29 に記載の通信システム。

34. 前記第 1 及び第 2 の送受信局は、同一周波数チャネルで時分割複信による双方向通信を行う、請求項 28 に記載の通信システム。

35. 前記第 1 及び第 2 の送受信局は、異なる周波数チャネルで周波数分割複信による双方向通信を行う、請求項 29 に記載の通信システム。

36. コンピュータに、受信した第 1 の変調方式のデジタル変調信号の信号点位置を求める第 1 の手順と、前記信号点位置に基づいて、第 1 の変調方式と異なる第 2 の変調方式で信号をデジタル変調して伝送した場合の通信品質を擬似的に推定する第 2 の手順と、を実行させるプログラム。

37. 前記第 2 の手順は、順次入力される前記第 1 の変調方式でデジタル変調された第 1 のデジタル変調信号の各シンボルの I Q 平面上での平均位置と、前記第 2 の変調方式でデジタル変調される第 2 のデジタル変調信号の各シンボルの I Q 平面上での理論上の分布状態とに基づいて I Q 平面上でのしきい値を算出するしきい値算出手段と、順次入力される前記第 1 のデジタル変調信号の各シンボルの I Q 平面上での位置を前記しきい値と順次比較判定することにより、前記第 2 のデジタル変調信号の疑似的ビット誤り率を前記通信品質として算出する疑似的ビット誤り率算出手段と、を含む請求項 36 に記載のプログラム。

38. 前記第 2 の手順は、順次入力される前記第 1 の変調方式でデジタル変調された第 1 のデジタル変調信号の各シンボルの I Q 平面上での平均位置と、前記第 2 の変調方式でデジタル変調される第 2 のデジタル変調信号の各シンボルの I Q 平面上での理論上の分布状態とに基づいて I Q 平面上で

のしきい値を算出するしきい値算出手順と、順次入力される前記第1のデジタル変調信号の各シンボルのI Q平面上での位置を前記しきい値と順次比較判定することにより、前記第2変調方式で信号をデジタル変調して伝送した場合のビット誤りを擬似的に検出する疑似誤り検出手順と、を含む請求項36

5 に記載のプログラム。

1/22

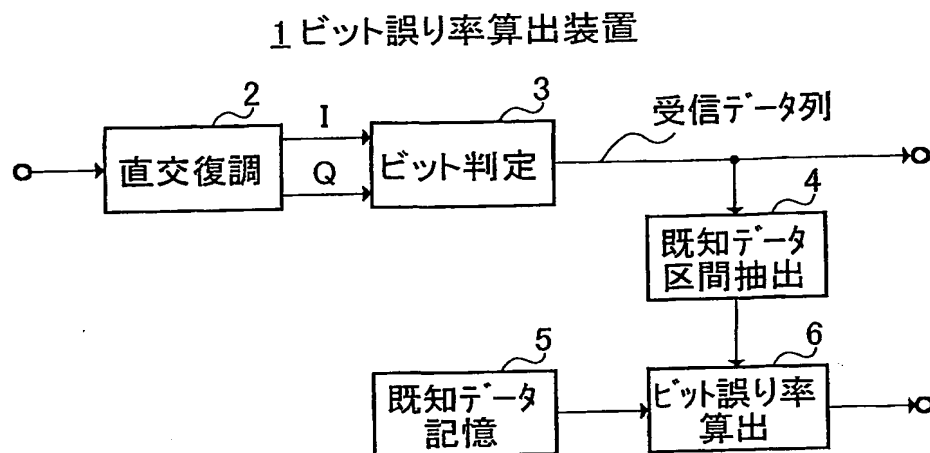


図 1

(PRIOR ART)

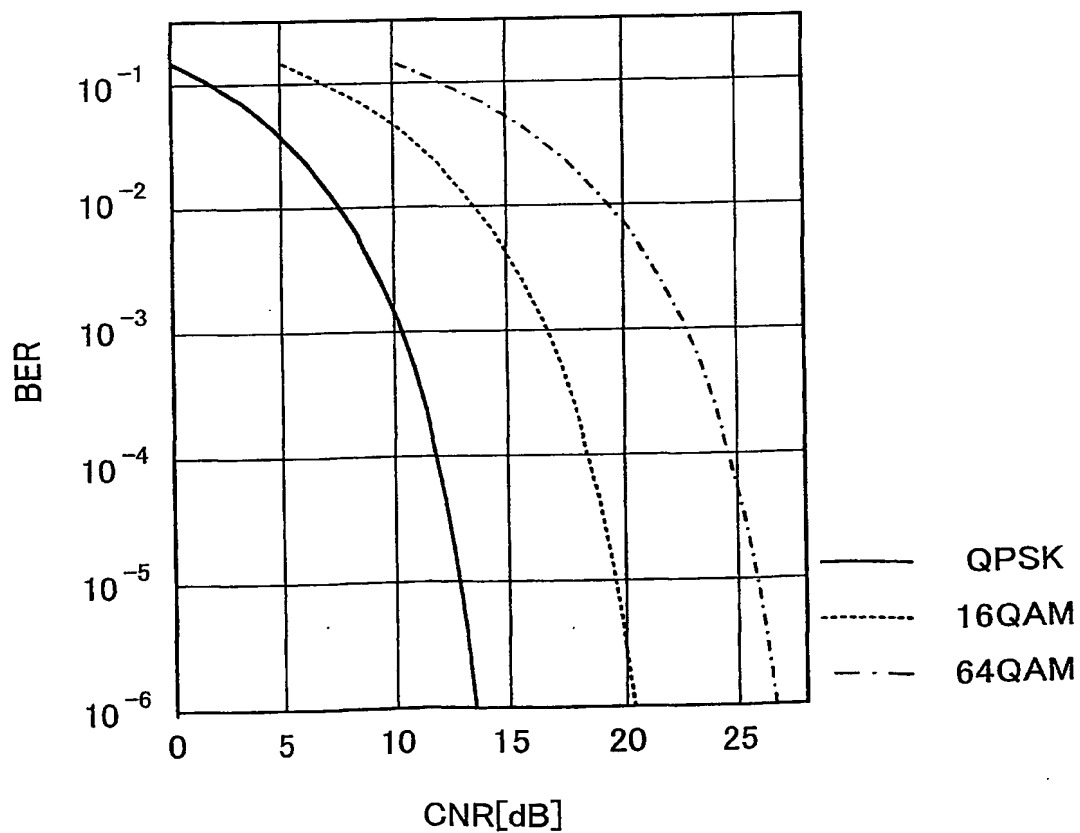


図 2



2/22

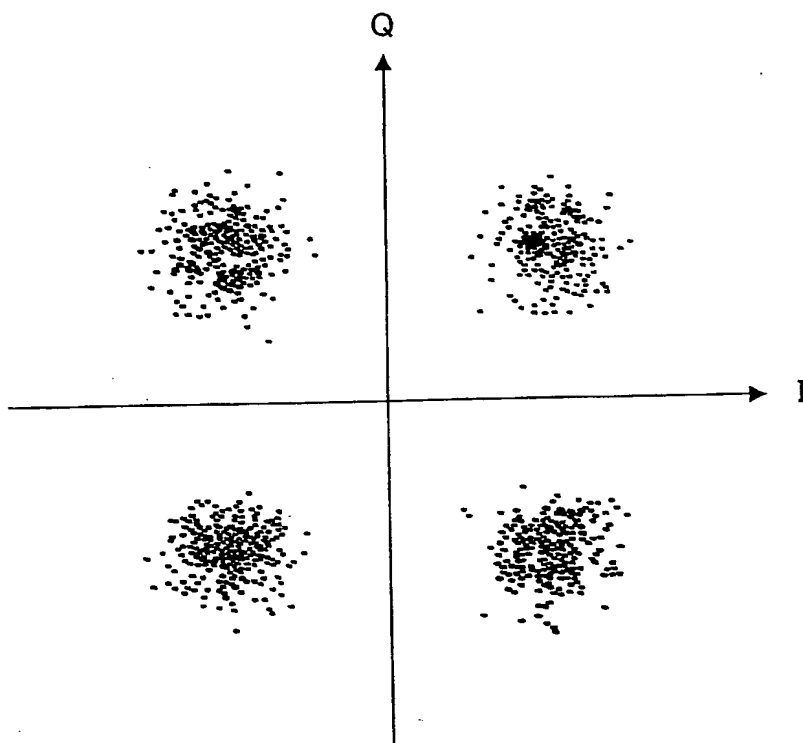
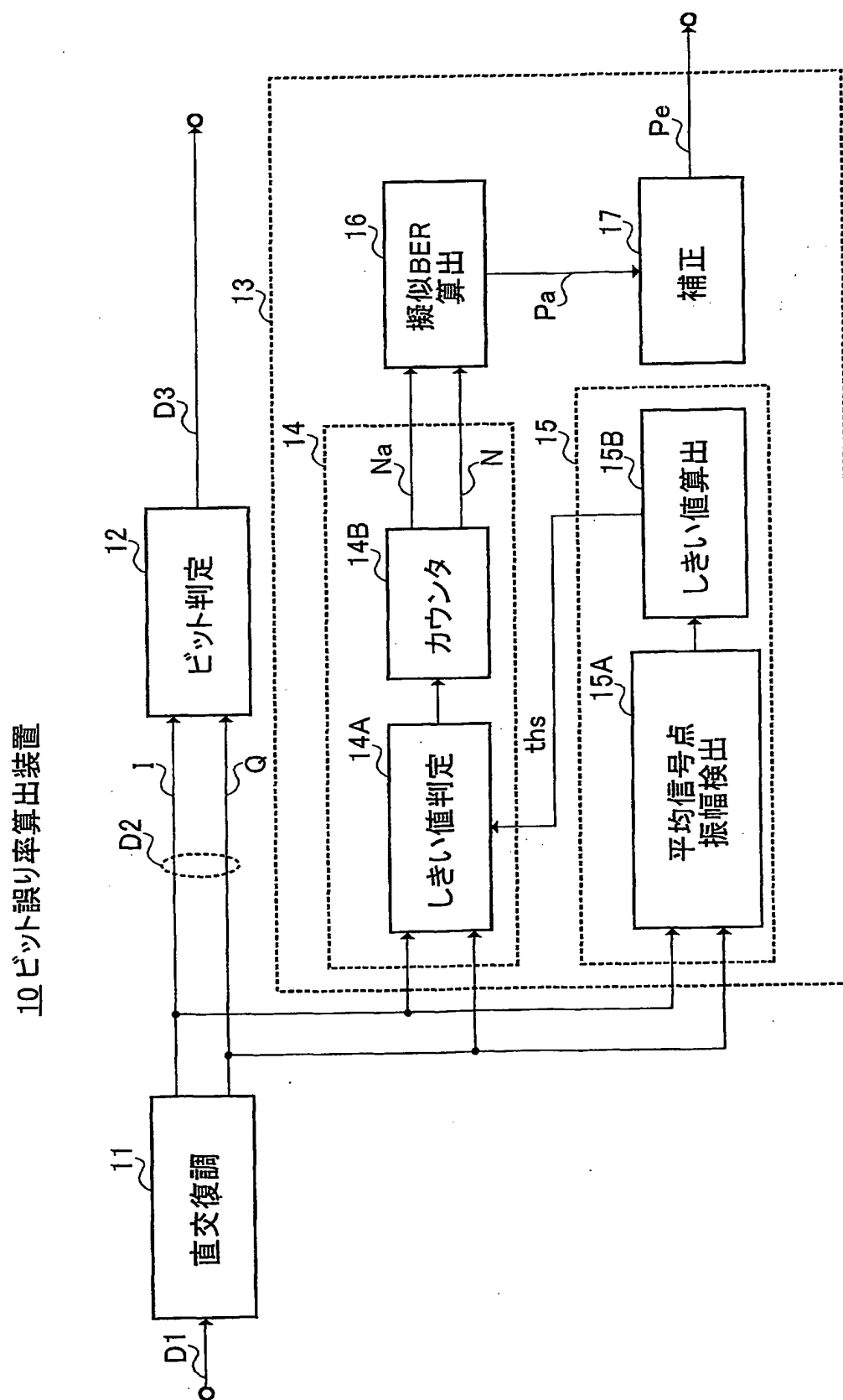


図 3

3/22



**4**

**[X]**

4/22

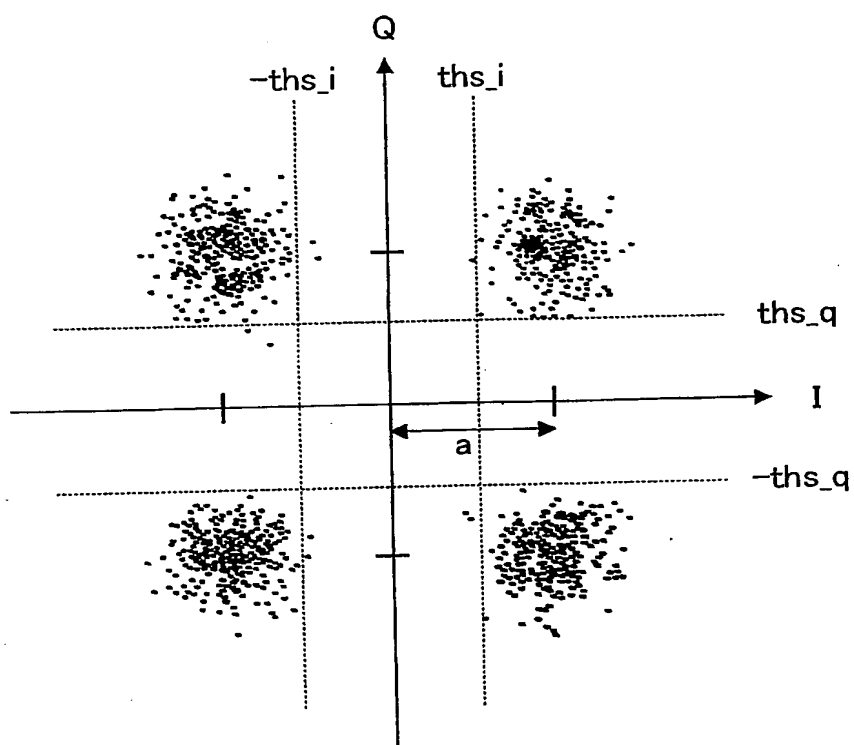


図 5

5/22

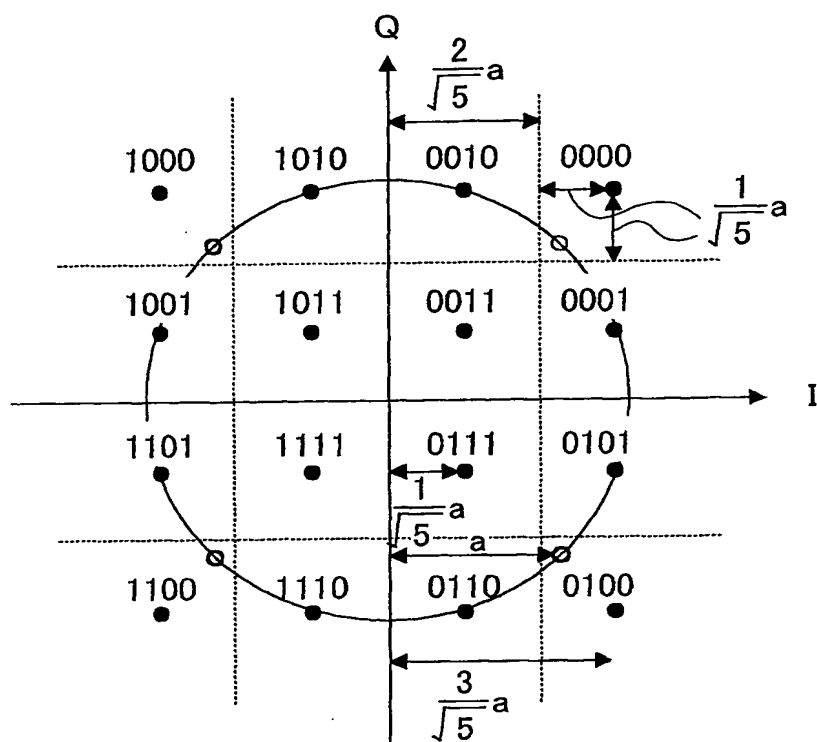


図 6

6/22

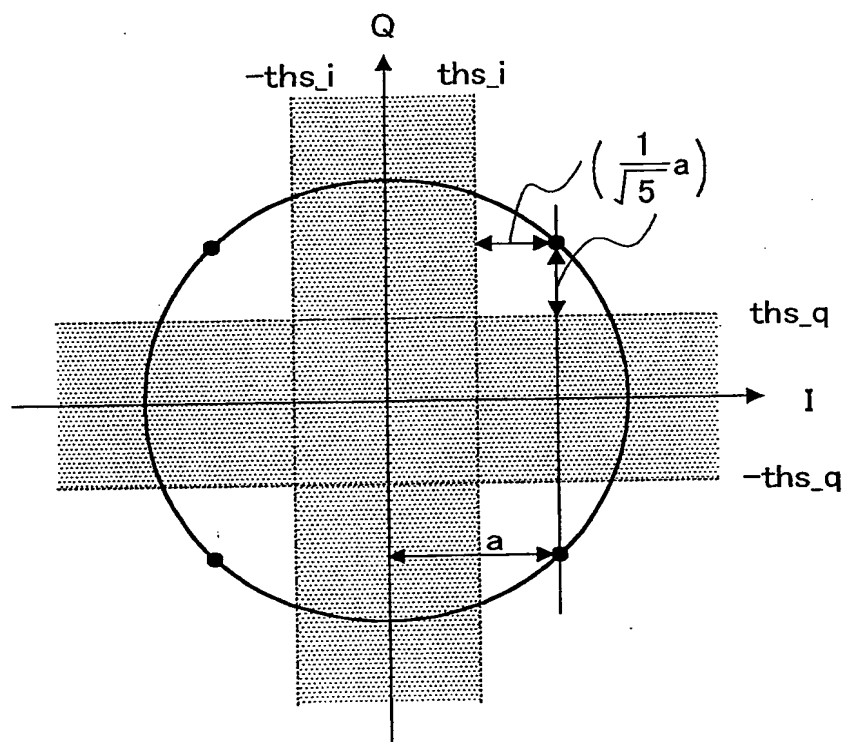


図 7

7/22

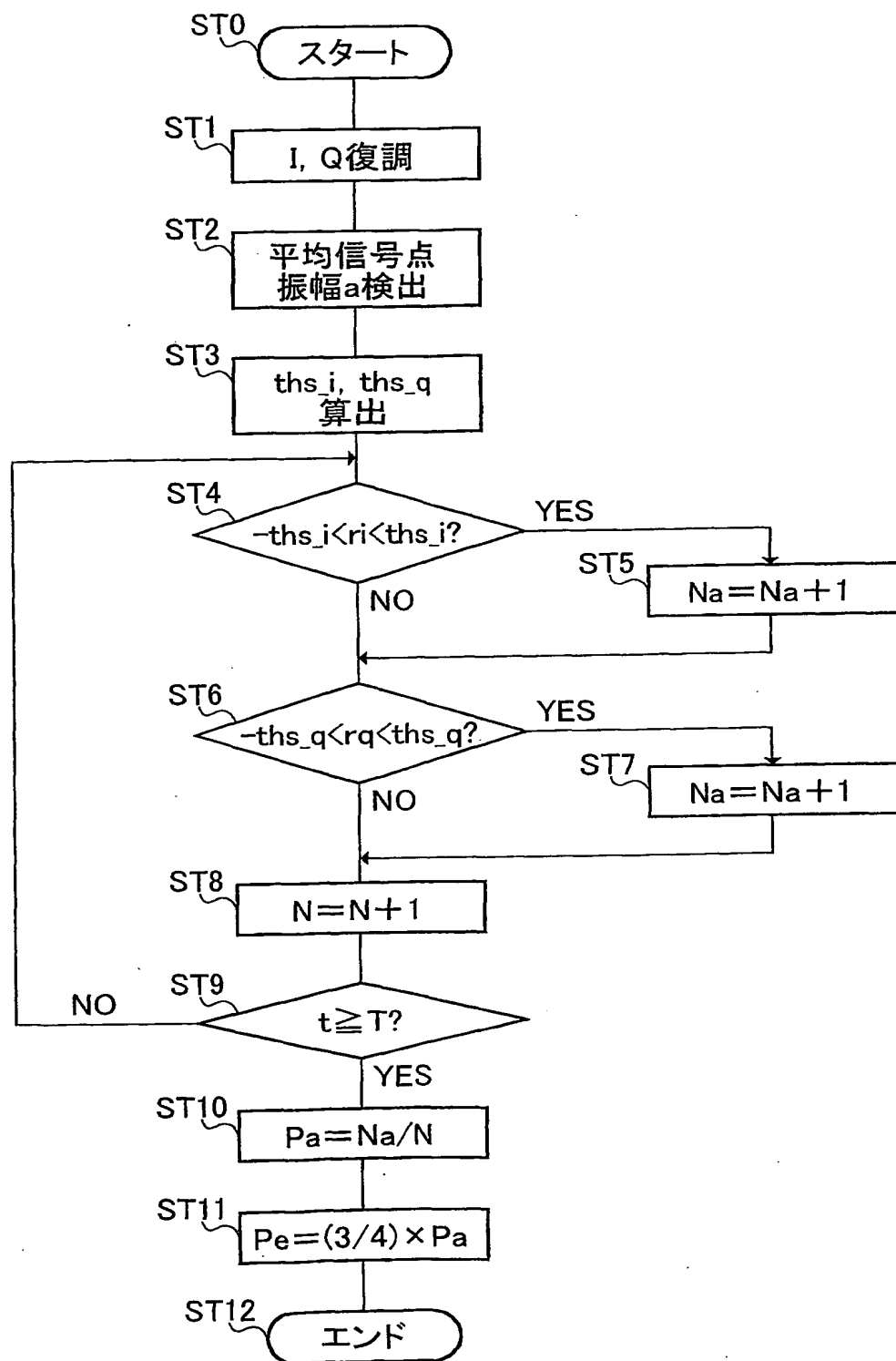
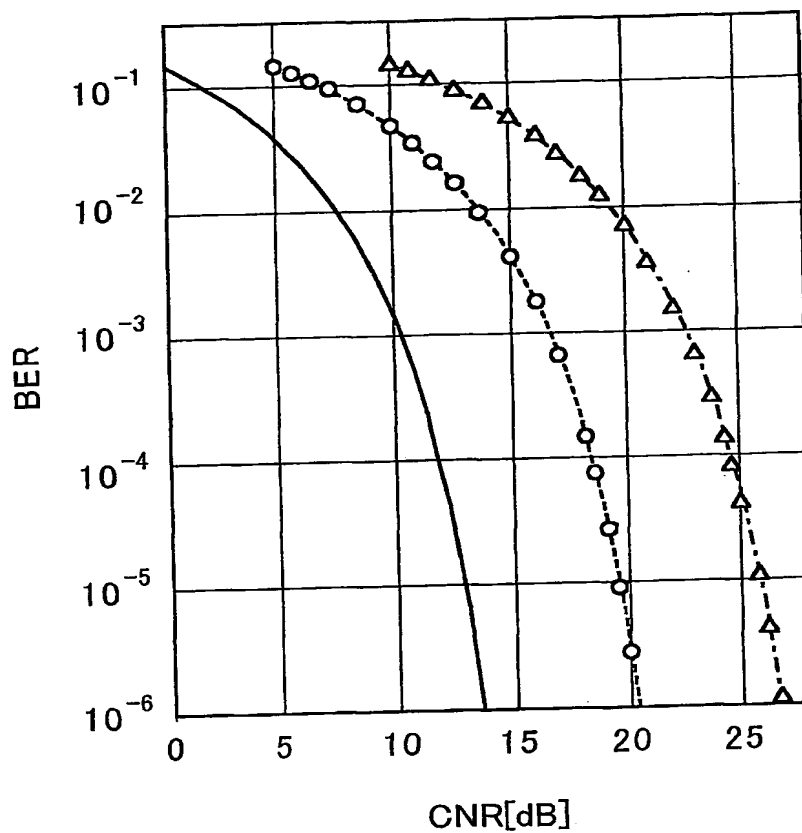


図 8

8/22



実際の BER

—— QPSK  
----- 16QAM  
----- 64QAM

擬似的 BER

○ 16QAM  
△ 64QAM

図 9

9/22

## 20 ビット誤り率算出装置

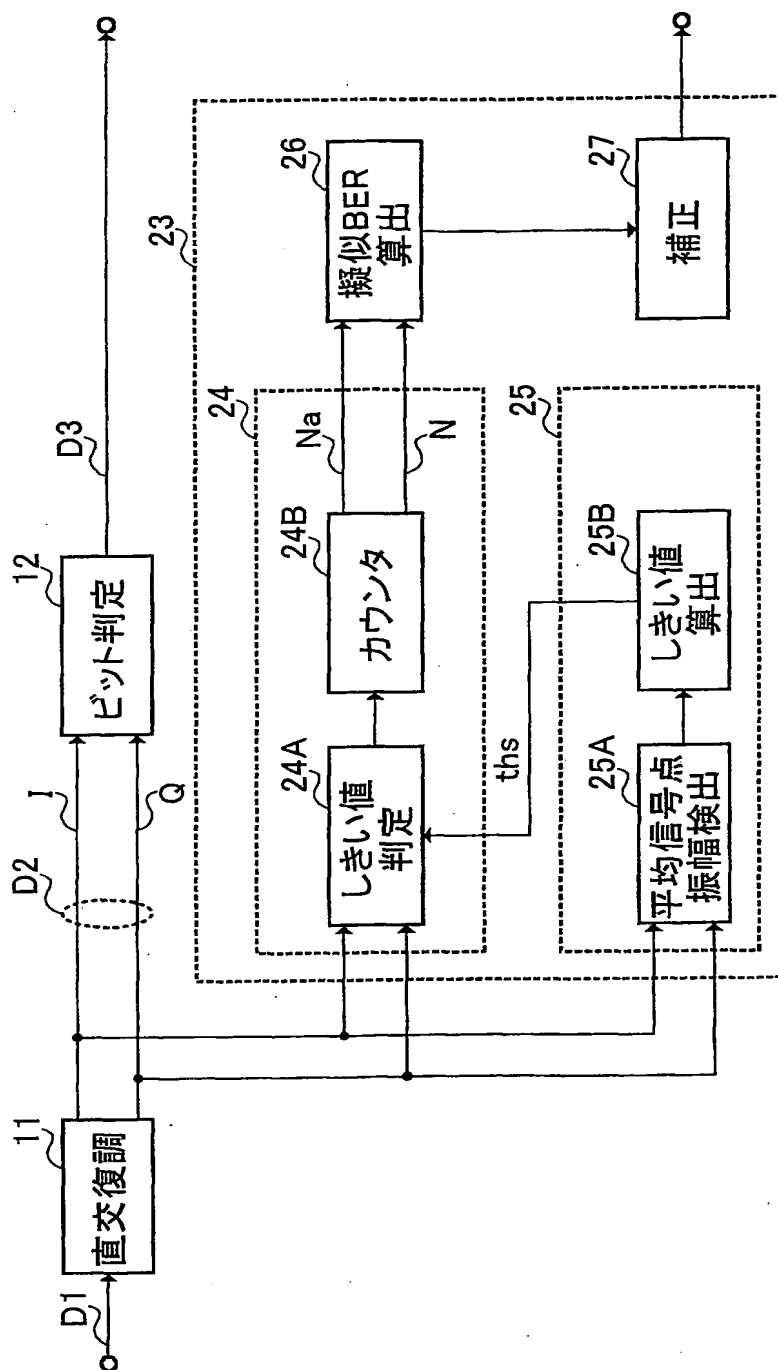


図 10



10/22

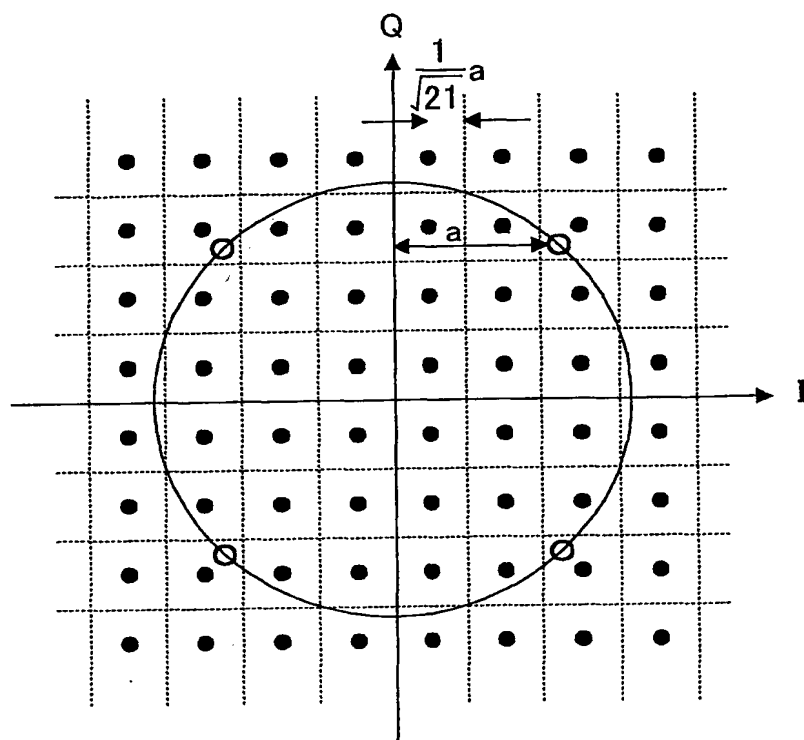
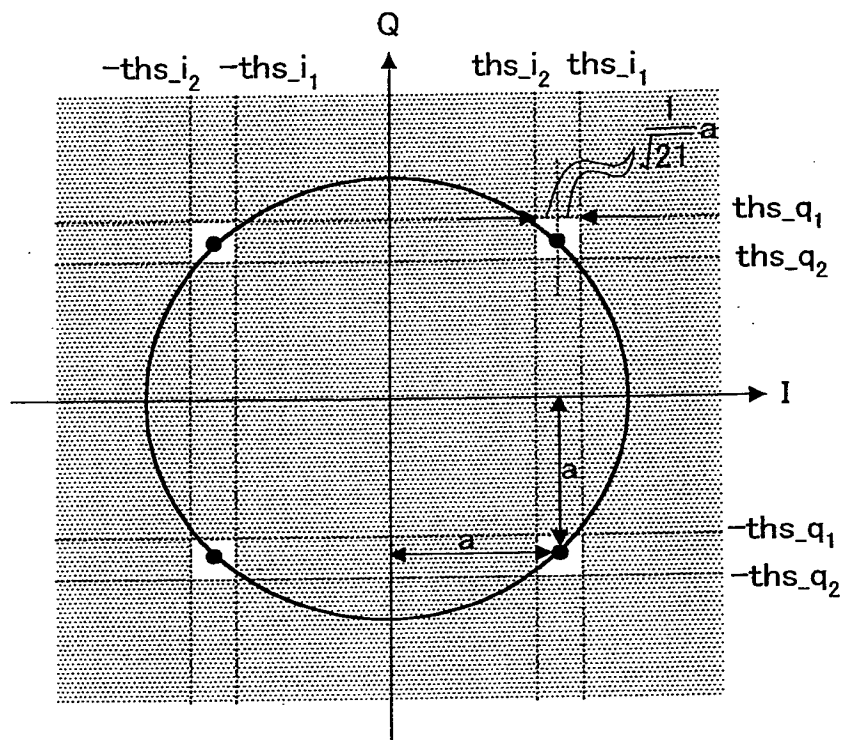


図 11

11/22



$$\text{ths}_{i_1} = \text{ths}_{q_1} = \left(1 - \frac{1}{\sqrt{21}} a\right)$$

$$\text{ths}_{i_2} = \text{ths}_{q_2} = \left(1 + \frac{1}{\sqrt{21}} a\right)$$

12/22

100 通信システム

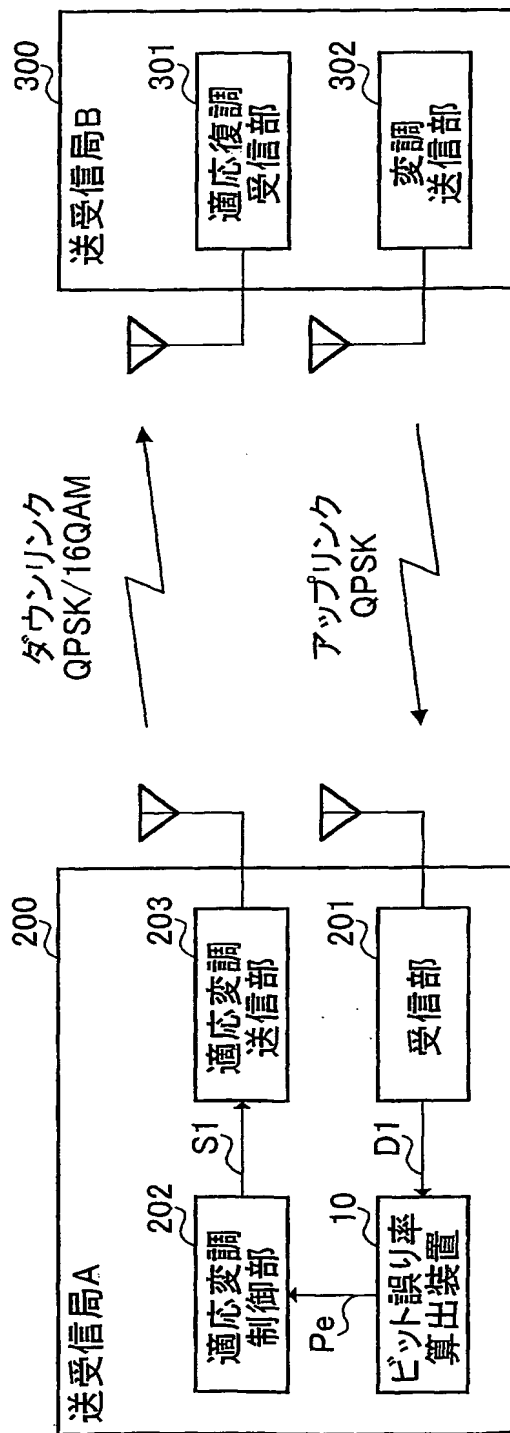


図 13

13/22

400 通信システム

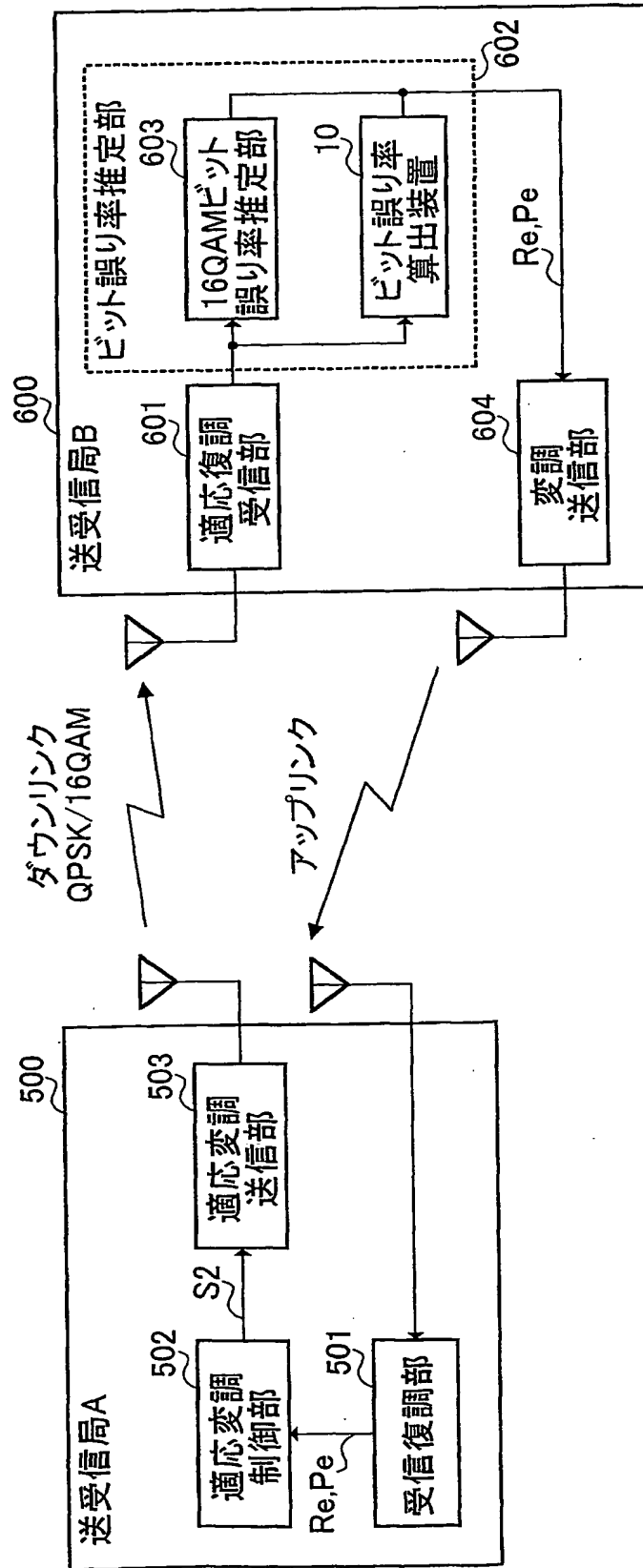


図 14

14/22

900 通信システム

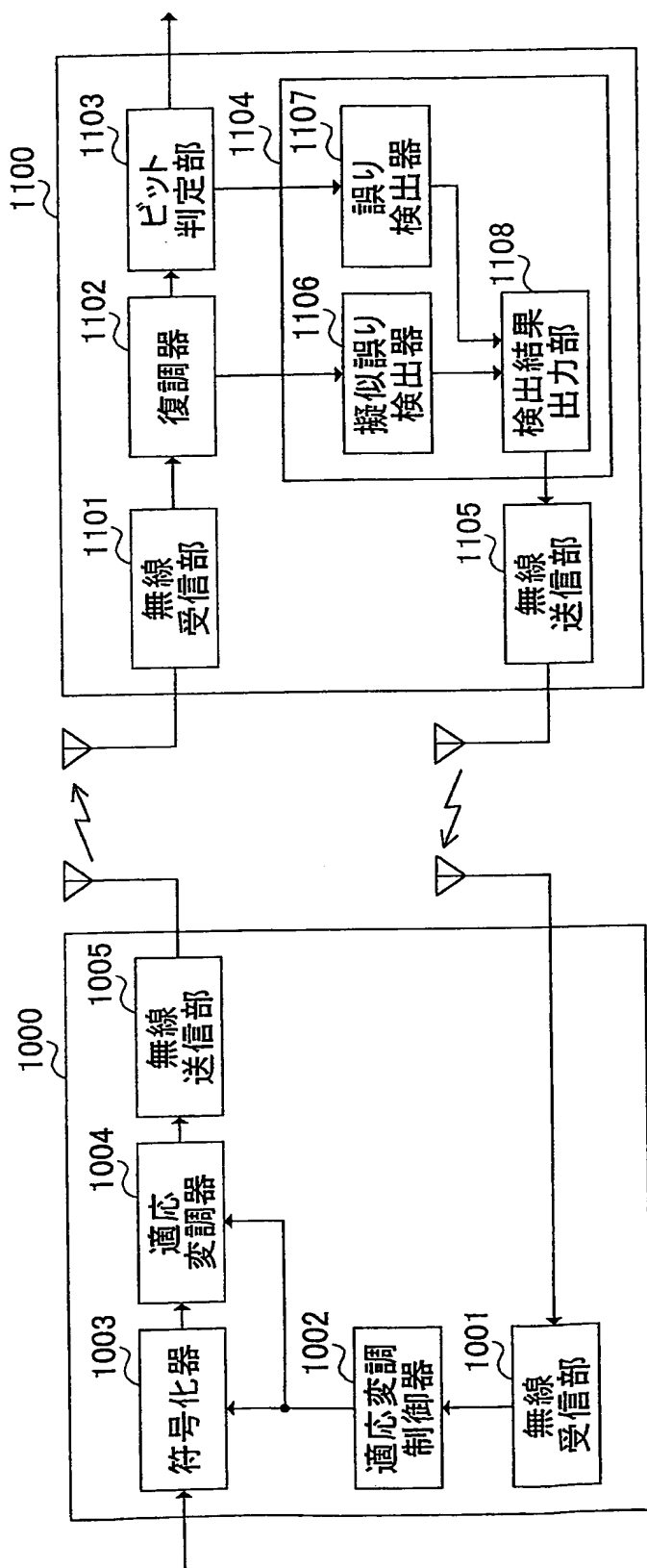


図 15

15/22

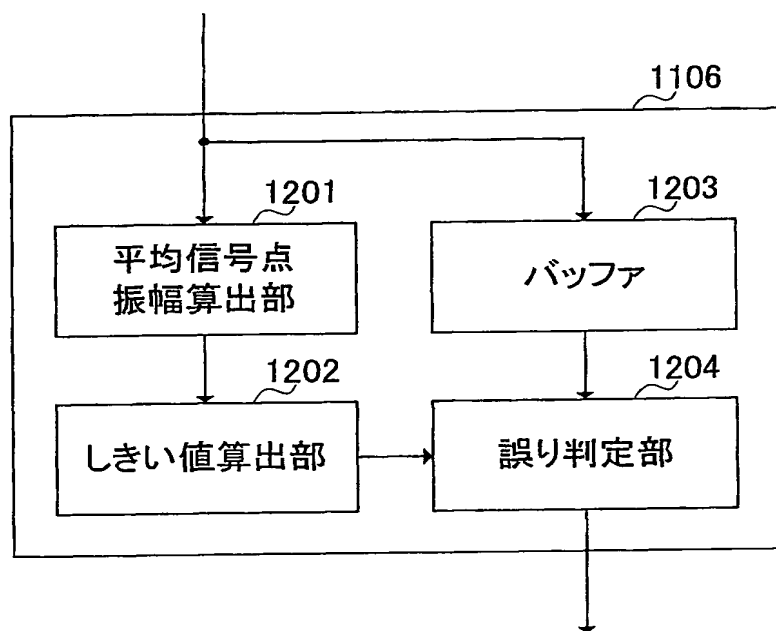


図 16

16/22

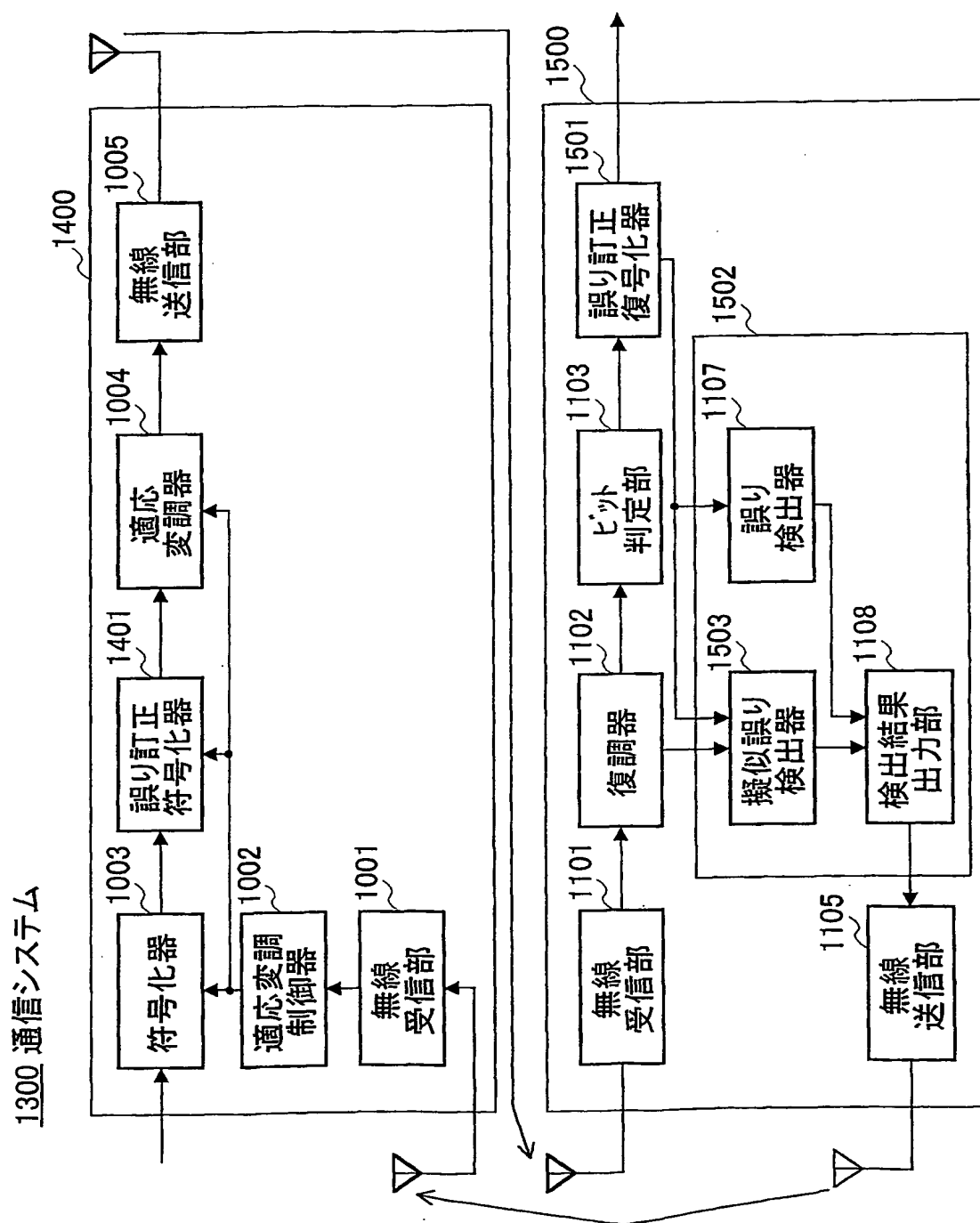


図 17

17/22

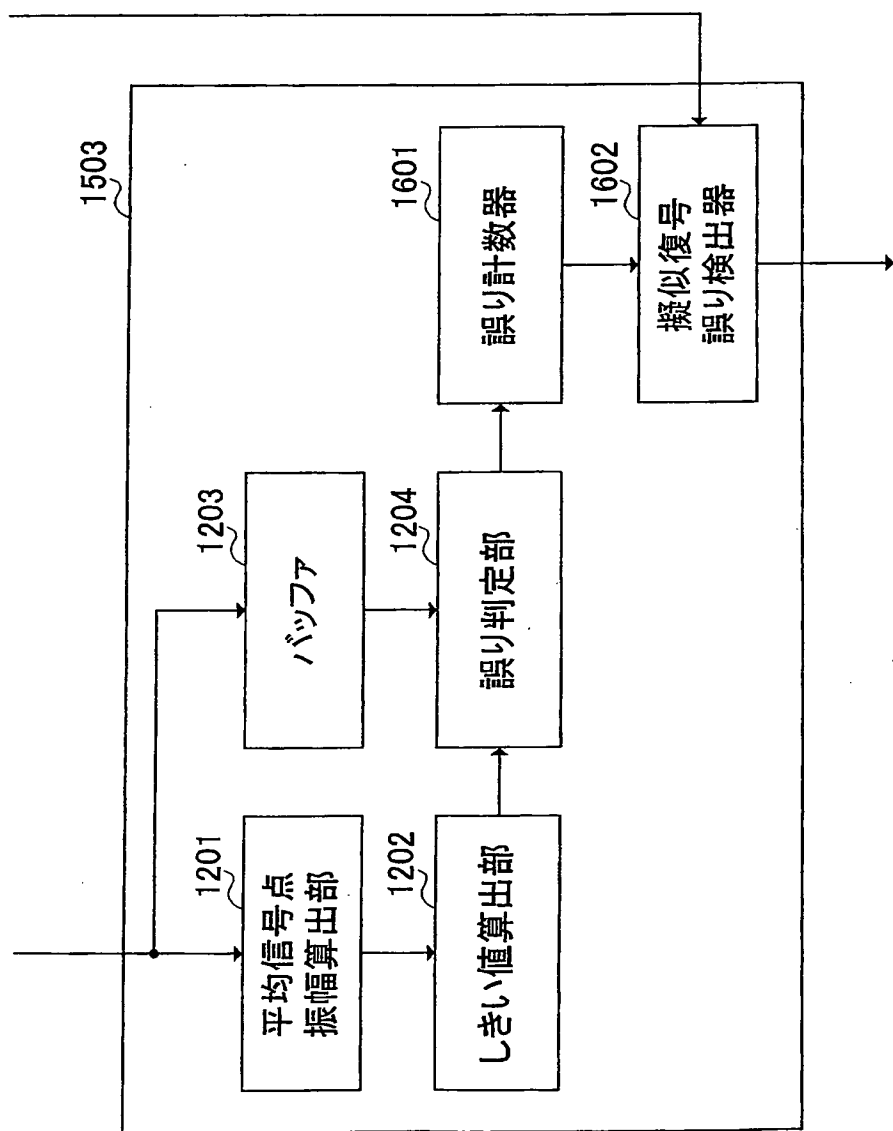


図 18



18/22

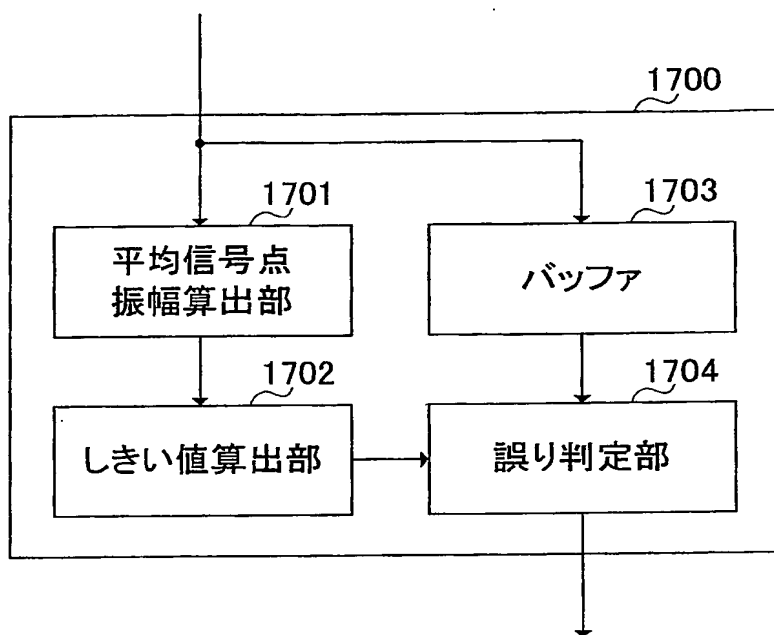


図 19

19/22

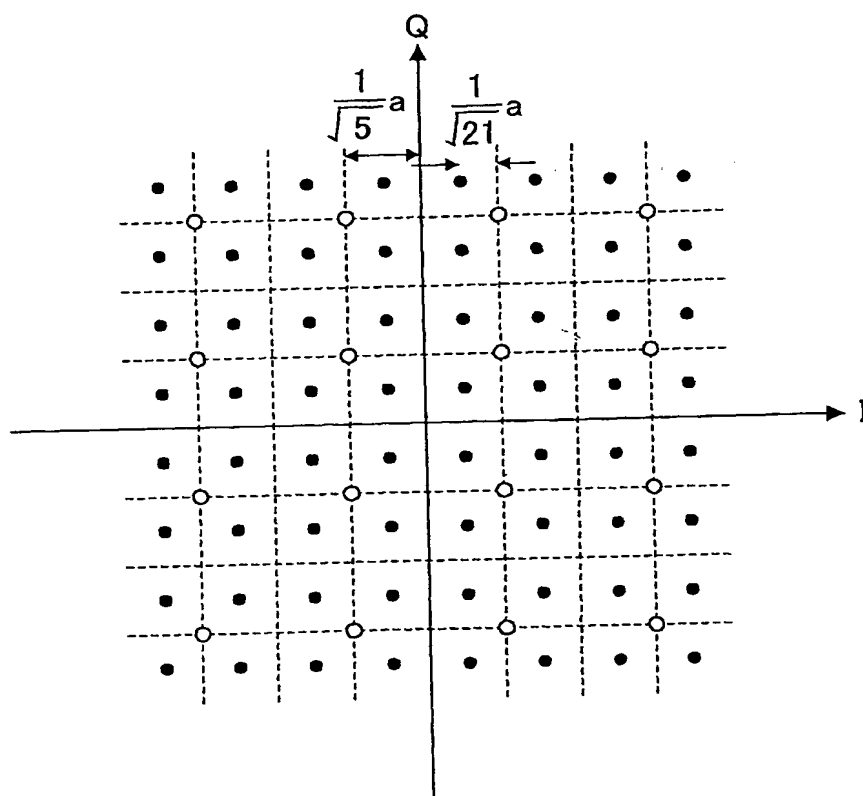


图 20

20/22

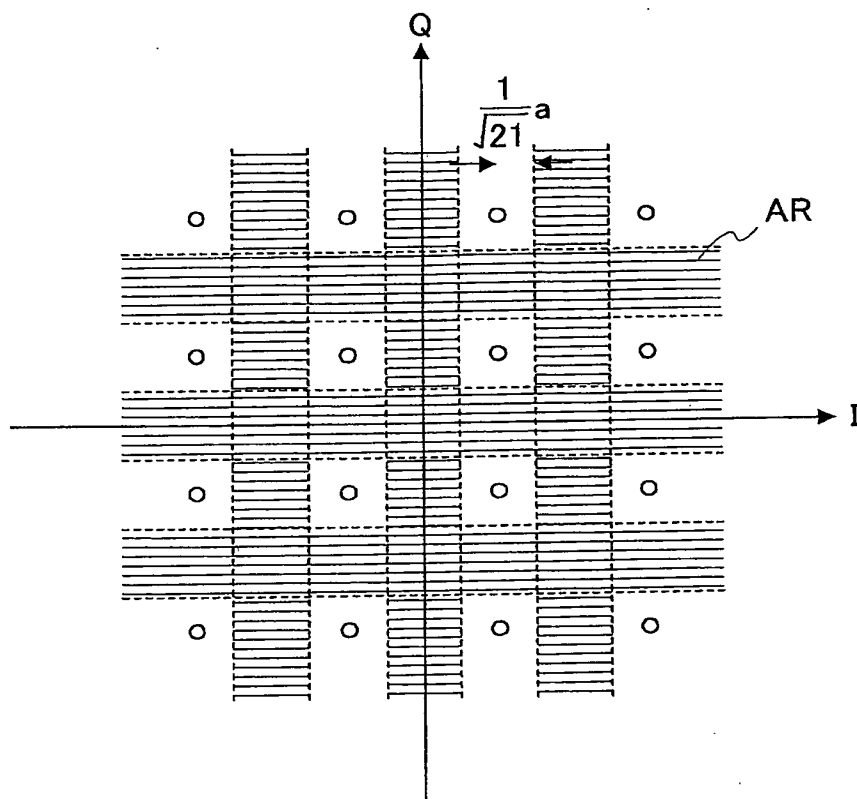


図 21

21/22

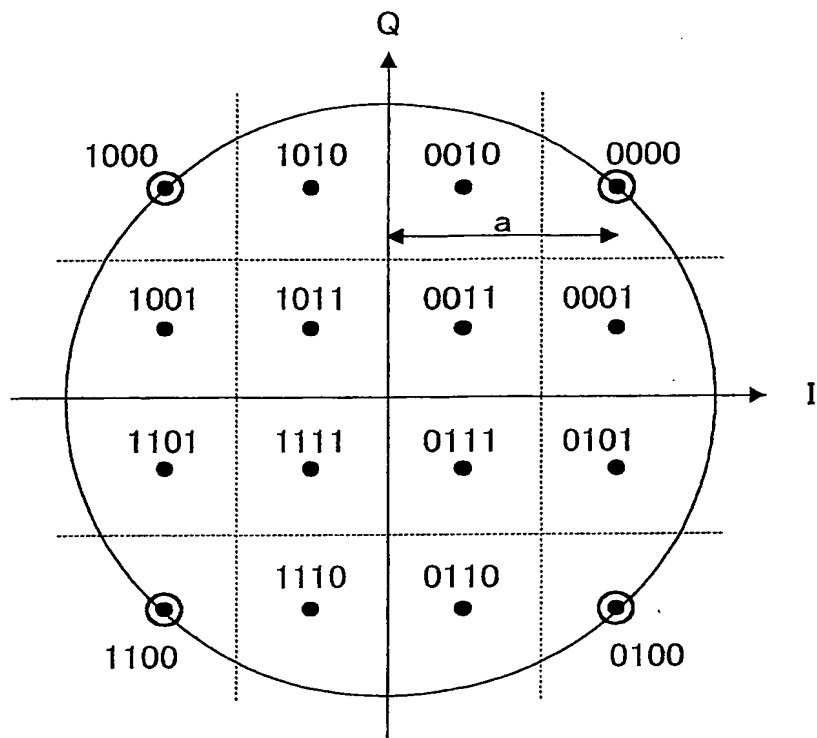


図 22

22/22

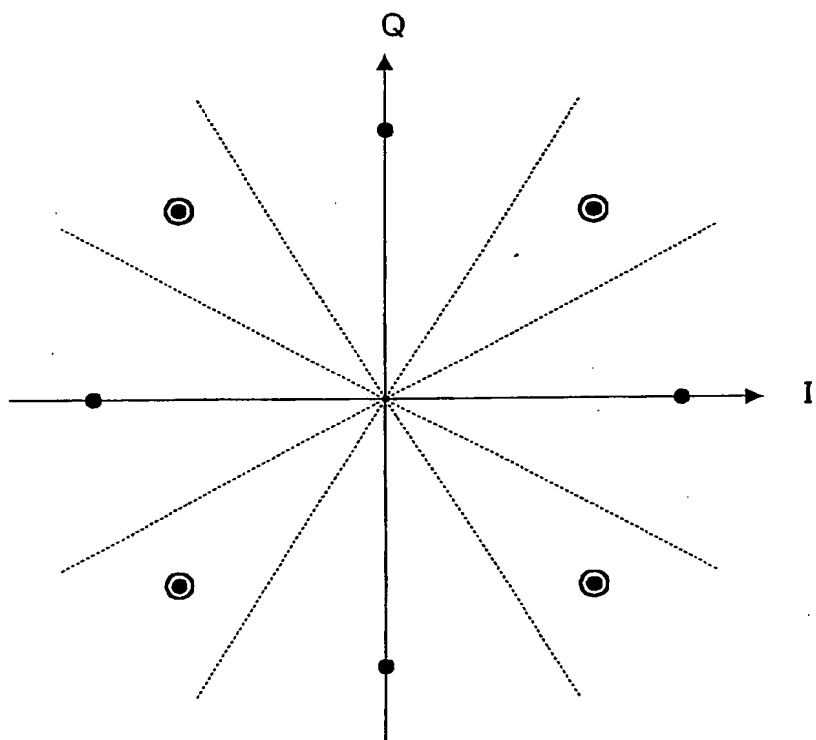


図 23

## INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.  
PCT/JP02/08450A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER  
Int.Cl<sup>7</sup> H04L27/34, H04L27/18

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

## B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)  
Int.Cl<sup>7</sup> H04L27/00-27/38Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched  
Jitsuyo Shinan Koho 1926-2002 Toroku Jitsuyo Shinan Koho 1994-2002  
Kokai Jitsuyo Shinan Koho 1971-2002 Jitsuyo Shinan Toroku Koho 1996-2002

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

## C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
P	Katsuaki ABE et al., "Tekio Hencho ni okeru Tsushin Hinshitsu Suitei Hoshiki no Ichikento", 2002nen The Institute of Electronics, Information and Communication Engineers Sogo Taikai Koen Ronbunshu "Tsushin 1", Mar.2002, page 549, full text	1-38
A	JP 2001-86494 A (Sharp Corp.), 30 March, 2001 (30.03.01), Fig. 5; column 44 to 51 (Family: none)	1-38
A	JP 10-336262 A (Ikegami Tsusinki Co., Ltd.), 18 December, 1998 (18.12.98), Fig. 5; column 13 to 14 & US 6021159 A	1-38

☒ Further documents are listed in the continuation of Box C.
 ☐ See patent family annex.

\* Special categories of cited documents:  
 "A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance  
 "E" earlier document but published on or after the international filing date  
 "L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)  
 "O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means  
 "P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention  
 "X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone  
 "Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art  
 "&" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search  
12 September, 2002 (12.09.02)Date of mailing of the international search report  
01 October, 2002 (01.10.02)Name and mailing address of the ISA/  
Japanese Patent Office

Authorized officer

Facsimile No.

Telephone No.

## INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.  
PCT/JP02/08450

## C (Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	JP 6-205052 A (Toshiba Corp.), 22 July, 1994 (22.07.94), Fig. 5; column 56 (Family: none)	1-38

A. 発明の属する分野の分類 (国際特許分類 (IPC))  
Int Cl<sup>7</sup> H04L 27/34, H04L 27/18

B. 調査を行った分野

調査を行った最小限資料 (国際特許分類 (IPC))  
Int Cl<sup>7</sup> H04L 27/00 - 27/38

最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの

日本国実用新案公報 1926-2002年  
日本国公開実用新案公報 1971-2002年  
日本国登録実用新案公報 1994-2002年  
日本国実用新案登録公報 1996-2002年

国際調査で使用した電子データベース (データベースの名称、調査に使用した用語)

C. 関連すると認められる文献

引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
P	安倍克明 他、適応変調における通信品質推定方式の一検討、2002年電子情報通信学会総合大会講演論文集「通信1」, Mar. 2002, Page 549, 全文	1-38
A	JP 2001-86494 A (シャープ株式会社) 2001. 03. 30, 第5図, 第44欄~第51欄 (ファミリーなし)	1-38
A	JP 10-336262 A (池上通信機株式会社) 1998. 12. 18, 第5図, 第13欄~第14欄 & US 6021159 A	1-38

☒ C欄の続きにも文献が列挙されている。

☐ パテントファミリーに関する別紙を参照。

\* 引用文献のカテゴリー

「A」 特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示すもの

「E」 国際出願日前の出願または特許であるが、国際出願日以後に公表されたもの

「L」 優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献 (理由を付す)

「O」 口頭による開示、使用、展示等に言及する文献

「P」 国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願

の日の後に公表された文献

「T」 国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの

「X」 特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの

「Y」 特に関連のある文献であって、当該文献と他の1以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの

「&」 同一パテントファミリー文献

国際調査を完了した日

12. 09. 02

国際調査報告の発送日

01.10.02

国際調査機関の名称及びあて先

日本国特許庁 (ISA/JP)

郵便番号 100-8915

東京都千代田区霞が関三丁目4番3号

特許庁審査官 (権限のある職員)

彦田克文



5K

9182

電話番号 03-3581-1101 内線 3555



C (続き) . 関連すると認められる文献		
引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
A	J P 6-205052 A (株式会社東芝) 1994. 07. 22, 第5図, 第56欄 (ファミリーなし)	1-38